

电子电路设计与应用手册

丁镇生 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

内 容 简 介

本书详细介绍了各种经典和先进新型的放大器、滤波器、波形发生器、直流开关电源, LED 驱动、脉冲调制器的设计方法与应用电路, 还介绍了各种各样的报警器、循环彩灯、照明灯、靚声发生器等实用电路以及多种触摸、双稳开关。书中涉及的内容广泛, 1000 余个电路大部分都做了详细介绍, 绝大部分电路都给出了相关参数。本书适于高等院校相关专业本科生、研究生, 电子工程师及电子爱好者参考阅读。

未经许可, 不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有, 侵权必究。

图书在版编目 (CIP) 数据

电子电路设计与应用手册/丁镇生编著. —北京: 电子工业出版社, 2013. 6
ISBN 978 - 7 - 121 - 20291 - 9

I. ① 电… II. ① 丁… III. ① 电子电路 - 电路设计 - 技术手册 IV. ① TN702 - 62

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2013) 第 089928 号

责任编辑: 苏颖杰 (suyj@phei.com.cn)

印 刷:

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787 × 1092 1/16 印张: 63.5 字数: 1626 千字

印 次: 2013 年 6 月第 1 次印刷

印 数: 3 000 册 定价: 198.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

前言

本手册是一部大型电子专业图书，就其内容的深度和广度而言，对从事电子专业的工程师、大学生、电子爱好者以及非电类专业的专家、学者是适宜的，这些人希望更新相关电子专业知识并得到适于自己的应用电路。

放大器、滤波器、波形发生器（含正弦波、方波、斜波、阶梯波等）、直流电源（含稳压电源、开关电源、电源管理等）是电子电路的基石，本书用较大篇幅详细介绍了电路设计方法和应用电路。场效应管（FET）是一种电压控制器件，具有优良的性能。不少人习惯于电流元件——晶体管的设计与应用，对 FET 的应用不够广泛。本书也用较多篇幅介绍了各种类型场效应管（如 JFET、MOS、VMOS、DVMOS 等）电路的设计、使用方法及实用电路，以便推广使用这些性价比较高的器件。最近又出现了种类繁多的发光二极管（LED）器件，它具有发光效率高、省电节能的特点，广泛用于大型、中小型广告墙、牌，循环彩灯，交通灯，汽车探照灯，拐弯指示灯。特别是白光 LED（WLED），它属于冷光灯，节能省电，有取代家庭照明灯的趋势，不久的将来，许多家庭将采用 WLED 照明。随着 LED 的推广使用，脉宽调制（PWM）也得到较多的应用，利用它可对 LED 进行无级调光，以便得到不同的照度。另外，PWM 在电压、音调调制方面也有独特的优点，本书搜集了许多 PWM 实际应用电路，并介绍了相关设计、使用方法。PWM 虽然不是一门新技术，但利用它可以创造出许多新产品。电源变换是老话题，现代技术照样使用典型电路，但出现了一些新产品。值得一提的是各式各样的电荷泵蜂拥而至，它的变换效率高，广泛用于移动电话充电、LED 照明、调光等技术领域。本书对各式各样的电荷泵，选择多家厂商的产品予以介绍。再返回来，重新介绍一下运算放大器，一些厂商研发出新型运放/比较器器件，叫做 Rail-to-Rail（轨至轨）运放/比较器，其特点是电源电压低，性能优良，失调、噪声微小，可使用单电源，能得到满幅输出。同时，还有一些厂商开发出一些单片可编程放大器，调试简单，使用方便，本书也用适当篇幅予以介绍。

另外，一些国家正在研究开发某些无线供电产品，但还未达到广泛使用的程度，未雨绸缪，本书介绍了一些相关技术与实验电路，希望能起到抛砖引玉的作用。书中还介绍了一些触摸电路、触摸开关、双稳开关，其寿命长，无机械损伤；还介绍了一些常用报警电路、计数分频电路。书中的很多电路都详细介绍了原理与设计、使用方法，了解工作原理有利于开发新产品。

附录给出了一些电感线圈的设计计算方法，尽可能地收集了一些实用电感器的制作方

法。这是一些珍贵的实用资料，利用这些资料可以设计出所需要的空心、磁心电感。

本书在编写过程中，参考了《无线电》、《电子世界》等期刊，进行了大量实验，王富毅、宋桂华、王淼、孙娜、丁梅、芦欣平、丁宏、张世凯、丁伟等同志，在借用仪器、收集资料、电路实验、购买元器件、绘图、复印、编务整理等方面花费了大量精力与时间，在此表示衷心感谢！

鉴于作者水平所限，这部大型手册中的错误或缺点在所难免，敬请读者批评指正。

编著者

目 录

第一章 集成运算放大器应用电路设计	(1)
第一节 基本差动放大器设计	(1)
第二节 高输入阻抗运算放大器设计	(10)
第三节 基本同相并联差动运算放大器设计方法	(14)
第四节 仪用放大器	(17)
第五节 增益线性调节的差动运算放大器设计	(20)
第六节 Rail-to-Rail 运算放大器 MAX492/MAX494/MAX495 的设计与应用电路	(22)
第七节 低功耗 MAX4162 ~ MAX4164 Rail-to-Rail 运放	(29)
第八节 超低功率单电源运算放大器、比较器、参考电压三合一/ 运算放大器、比较器二合一集成电路应用	(33)
第九节 超低失真超低噪声运放 AD797	(34)
第十节 高共模电压可调增益差动放大器 AD628	(37)
第十一节 MAX471/MAX472 电流检测放大器	(38)
第十二节 大驱动电流 MAX4165 ~ MAX4169 型 Rail-to-Rail 运放	(43)
第十三节 隔离放大器应用电路	(48)
第十四节 低功耗超低压单/双/四 Rail-to-Rail 输入/输出电压比较器	(52)
第二章 单片仪用放大器	(59)
第一节 高精度仪用放大器 INA101	(59)
第二节 低功耗仪用放大器 INA102	(62)
第三节 低噪声低失真度仪用放大器 INA103	(70)
第四节 低噪声低失真度仪用放大器 INA166/INA217	(74)
第五节 精密增益差动放大器 INA105	(78)
第六节 快速稳定时间放大器 INA110	(83)
第七节 高速 FET 输入仪用放大器 INA111	(88)
第八节 精密仪用放大器 INA114	(93)
第九节 精密仪用放大器 INA115	(95)
第十节 精密仪用放大器 INA116	(99)
第三章 可编程增益放大器	(103)
第一节 PGA103 可编程增益放大器	(103)
第二节 增益可数字编程的仪用放大器 PGA202/203 的应用电路	(106)
第三节 PGA204/205 可编程增益仪用放大器	(110)

第四节	数控增益放大器	(117)
第五节	数字电位器 MAX5431 应用电路——可编程放大器	(119)
第四章	交流放大器、阻抗变换和功率放大器电路	(121)
第一节	单管（单级）交流放大器设计	(121)
第二节	CMOS 与非门交流放大器的设计	(124)
第三节	由运放组成的交流放大器设计	(125)
第四节	达林顿对管的射极输出器	(128)
第五节	达林顿管射极输出器	(129)
第六节	JFET 与 BJT 混合电路电压跟随器	(131)
第七节	混合电路电压跟随器	(132)
第八节	源极输出器设计	(134)
第九节	双层屏蔽高 CMRR 阻抗变换电路	(136)
第十节	由通用器件组成的低谐波失真系数前置放大器	(137)
第十一节	功放集成电路 LM386 的应用电路	(137)
第十二节	5W 音频功率放大器	(142)
第十三节	20W 音频功率放大器	(142)
第十四节	开关型音频功率放大器 MAX4295	(143)
第十五节	由 LM1876 组成的优质小型功放电路	(143)
第十六节	大功率立体声放大器	(145)
第十七节	稳压电源作音频功率放大器	(147)
第十八节	由 TDA1554Q 组成的小型功放电路	(147)
第五章	结型场效应管（JFET）应用电路	(149)
第一节	结型场效应管的四种基本 LC 振荡器	(149)
第二节	JFET 哈特莱振荡器的设计	(149)
第三节	漏极调谐振荡器的设计	(151)
第四节	简单优良的 JFET 稳频振荡器	(152)
第五节	场效应管晶体振荡器	(153)
第六节	压控电阻（VCR）的应用	(153)
第七节	结型场效应管低频阻容耦合宽带放大器	(156)
第八节	场效应管和双极性晶体管组合缓冲器	(156)
第九节	接近式人体感应报警电路	(156)
第六章	MOS/VMOS/VDMOS 场效应管应用电路	(158)
第一节	VMOS/VDMOS 场效应器件简介	(158)
第二节	VMOS 场效应管的基本电路与设计	(162)
第三节	耗尽型 FET 共源放大器电路设计	(167)
第四节	VMOS 管开关电路	(171)
第五节	VMOS 线性调光灯和循环闪光灯电路	(176)
第六节	5V/2A VMOS 线性稳压电源	(178)

第七节	VMOS 报警器	(179)
第七章	双栅 MOS 场效应管的性能与应用	(180)
第一节	双栅 MOS 管的性能	(180)
第二节	双栅 MOS 管的应用电路	(184)
第八章	RC 有源滤波器实用电路设计	(187)
第一节	低通滤波器实用电路设计	(187)
第二节	高通滤波器实用电路设计	(194)
第三节	带通滤波器设计	(198)
第四节	带阻滤波器设计	(203)
第五节	移相滤波器设计	(210)
第六节	二阶低通滤波器的图表设计方法	(214)
第七节	开关电容滤波器 MAX293/MAX294/MAX297 及其应用	(219)
第八节	集成模拟滤波器	(224)
第九节	集成数字控制低通滤波器	(226)
第十节	集成开关电容滤波器	(229)
第十一节	各种实用滤波器电路	(249)
第九章	正弦波振荡器设计	(265)
第一节	RC 移相振荡器	(265)
第二节	阻抗递减的 RC 移相振荡器的设计	(269)
第三节	其他实用 RC 移相正弦波振荡器	(270)
第四节	运算放大器二阶移相式正弦波振荡器	(273)
第五节	低失真 RC 正弦波振荡器	(273)
第六节	具有缓冲、幅度可调的正弦波发生器	(276)
第七节	文氏电桥振荡器的设计	(277)
第八节	其他文氏电桥正弦波振荡器	(279)
第九节	稳幅 16Hz 正弦波低频桥式振荡器	(281)
第十节	单电源文氏振荡器	(282)
第十一节	单 T 选频网络正弦波振荡器	(282)
第十二节	双 T 选频网络正弦波振荡器	(284)
第十三节	低频正弦波振荡器	(286)
第十四节	中频两相输出正/余弦波发生器	(288)
第十五节	采用场效应管稳幅的文氏电桥正弦波振荡器	(288)
第十六节	单管/晶体振荡器	(292)
第十七节	高频正弦波振荡器	(294)
第十八节	输出为正弦波的反相器晶体振荡器	(298)
第十章	方波振荡器	(301)
第一节	TTL 1 ~ 10MHz 晶体振荡器	(301)
第二节	TTL 非门晶体振荡器	(301)

第三节	施密特触发器晶体振荡器	(302)
第四节	由非门组成的方波振荡器	(302)
第五节	由缓冲反相器组成的晶体振荡电路	(303)
第六节	实用 100kHz 方波晶体振荡器	(303)
第七节	频率范围为 0.5 ~ 2.0MHz 的或非门晶体振荡器	(304)
第八节	TTL 双门晶体振荡器	(304)
第九节	频率可调的方脉冲发生器	(304)
第十节	由 555 组成的稳定的石英晶体振荡器	(305)
第十一节	频率稳定的方波振荡器	(306)
第十二节	超低频方波发生器	(306)
第十三节	高频自激振荡器	(307)
第十四节	大功率多谐振荡器	(307)
第十五节	数控振荡器	(308)
第十一章	压控振荡器	(310)
第一节	CMOS 电路压控振荡器	(310)
第二节	由 LM3900 组成的线性压控振荡器	(310)
第三节	由 CD4007 组成的压控振荡器	(311)
第四节	555 线性压控振荡器	(313)
第五节	压控脉冲频率发生器	(314)
第六节	控制电压范围宽广的线性压控振荡器	(315)
第十二章	间歇振荡器设计及应用电路	(317)
第一节	脉冲变压器的设计	(317)
第二节	单稳态间歇振荡器的触发方式	(319)
第三节	单稳态间歇振荡器的设计及实用电路	(320)
第四节	自激式间歇振荡器的设计及实用电路	(323)
第五节	间歇振荡器式 DC/DC 变换电路	(327)
第十三章	其他形式的振荡器	(328)
第一节	不用 RC 的振荡器 (运放型)	(328)
第二节	不用 RC 的振荡器 (反相器型)	(329)
第三节	LM567 双频振荡器	(330)
第四节	应用单结晶体管的振荡器	(331)
第五节	具有控制端的振荡器	(333)
第六节	由 SN74121 组成的方波发生器/振荡器	(334)
第十四章	函数与阶梯波发生器设计及应用电路	(337)
第一节	简单的方波发生器设计	(337)
第二节	对称方波和三角波发生器的设计	(338)
第三节	斜波电压发生器设计	(339)
第四节	三角波电压发生器设计	(342)

第五节	占空比可调的方波发生器电路设计	(344)
第六节	集成函数发生器 ICL8038 的应用电路	(347)
第七节	ICL8038 实用函数发生器	(351)
第八节	其他函数发生器	(353)
第九节	阶梯波发生器	(357)
第十五章	脉宽调制器 (PWM) 的设计与应用	(368)
第一节	由运放组成的脉宽调制器	(368)
第二节	由集成电压比较器组成的脉宽调制器	(370)
第三节	脉宽调制器的设计	(371)
第四节	由 555 组成的脉宽调制器	(375)
第五节	555 脉宽调制器的直流电动机调速系统	(379)
第六节	频率、脉宽可调的脉冲电路	(381)
第七节	脉宽调制 VMOS 逆变器电路	(383)
第八节	PWM 推挽开关稳压电源	(384)
第九节	高速脉宽调制电路	(386)
第十节	由模拟开关组成的幅度调制器	(387)
第十一节	精密幅度调制器的设计	(388)
第十二节	占空比很小的 555 振荡器	(392)
第十三节	占空比可调的脉冲发生器	(393)
第十六章	直流电源电路	(395)
第一节	多输出整流电路和输入可变整流电路	(395)
第二节	实用电动剃须刀/收音机 4.5V/3.0V 稳压电源	(396)
第三节	实用 6V 优质直流电源	(397)
第四节	由两只芯片组成的稳压电源	(397)
第五节	分立元器件组装的低压差电路	(398)
第六节	直流倍压电源	(399)
第七节	555 直流升压器	(400)
第八节	正负电压发生器	(401)
第九节	单电源变换为等值双电源或双倍压电路	(404)
第十节	DC 1.5V 变 DC 20V 的电源变换电路	(405)
第十一节	三端可调输出稳压电路	(406)
第十二节	三端稳压器的扩流电路	(408)
第十三节	LM317(k)/LM338k 稳压器应用电路	(409)
第十四节	使用 VMOS 的可调稳压电源	(411)
第十五节	低压差 20A 稳压电源	(411)
第十六节	可预调的并联调压器	(412)
第十七节	低功耗高稳定度稳压器	(413)
第十八节	低纹波输出连续可调电源	(414)

第十九节	多倍压整流滤波电路	(414)
第十七章	电荷泵、低压差稳压、DC 升/降、大电流集成稳压电路	(417)
第一节	3.3V 稳定输出的电荷泵电路	(417)
第二节	单片 CMOS 电压转换器 MAX660 应用电路设计	(419)
第三节	低压差稳压器	(427)
第四节	升压 DC/DC 转换电路	(437)
第五节	降压 DC/DC 转换电路	(444)
第六节	大电流稳压器	(449)
第十八章	开关电源电路设计与应用	(452)
第一节	单片开关电源的设计要点	(452)
第二节	TOPSwitch - II 系列单片开关电源的设计	(469)
第三节	TOPSwitch - FX 系列单片开关电源的设计	(480)
第四节	TOPSwitch - GX 系列单片开关电源的设计	(493)
第五节	MAX1771 开关电源应用电路	(505)
第十九章	微型单片开关电源电路的设计	(509)
第一节	TingSwitch - II 系列微型单片开关电源电路的设计	(509)
第二节	LinkSwitch 系列微型节能单片开关电源电路的设计	(512)
第三节	LinkSwitch - TN 系列微型节能单片开关电源的设计	(516)
第二十章	逆变电路	(532)
第一节	车、船用节能灯电路	(532)
第二节	汽车用日光灯变换器	(532)
第三节	应急照明灯	(533)
第四节	6V 应急荧光灯电路	(534)
第五节	输出 60V 的单管振荡电路	(534)
第六节	高频高压发生器	(535)
第七节	断灯丝日光灯逆变器	(535)
第八节	直流 (12V) - 交流 (220V) 变换器	(536)
第九节	直流 - 交流 - 直流变换器	(537)
第十节	DC/AC 转换器	(537)
第十一节	恒流 DC/AC 变换器	(540)
第十二节	100W 逆变电源	(541)
第十三节	大功率逆变器	(542)
第十四节	直流高压变换器	(543)
第二十一章	LED 驱动电路的设计与应用	(544)
第一节	LED 的基本知识	(544)
第二节	LED 驱动技术	(550)
第三节	LED 驱动电路	(553)
第四节	白光 LED 驱动电路 (一)	(558)

第五节	白光 LED 驱动电路 (二)	(567)
第六节	高亮度 LED 驱动电路	(579)
第七节	白光 LED 恒流驱动电路	(585)
第八节	闪光、制动 LED 驱动电路	(592)
第九节	PWM 调光 LED 驱动电路	(608)
第十节	高压 LED 驱动电路	(610)
第十一节	多路输出 WLED 驱动电路	(612)
第十二节	低压 LED 驱动电路	(617)
第二十二章	光敏器件的应用电路	(621)
第一节	光敏电阻的应用电路	(621)
第二节	光敏二极管/光敏晶体管/达林顿光敏晶体管的应用电路	(627)
第三节	光耦合器	(638)
第二十三章	计数器/分频器	(648)
第一节	仅由双稳态触发器组成的各种进制计数器/分频器	(648)
第二节	TTL 异步集成计数器的任意分频电路	(655)
第三节	TTL 同步集成计数器的任意计数分频电路	(667)
第四节	CMOS 电路 CD4017 计数器/分频器电路	(671)
第五节	由比例系数乘法器 SN7497 组成的 N 分频器 ($1/N$ 计数器)	(677)
第六节	可编程 (可预置) $1/N$ ($N=2\sim 9$) 计数器设计	(679)
第二十四章	触摸、定时/延时、双稳及人体感应开关	(681)
第一节	触摸式手电筒开关	(681)
第二节	超高亮度 LED 触摸开关手电筒电路	(681)
第三节	由 CMOS 反相器组成的触摸开关	(682)
第四节	R-S 触摸驱动电路 (一)	(682)
第五节	R-S 触摸驱动电路 (二)	(683)
第六节	R-S 触摸通/断开关	(683)
第七节	D 触发器双稳触摸开关	(684)
第八节	触摸控制双稳白炽灯电路	(684)
第九节	触摸式双稳态开关电路	(685)
第十节	555 触摸双稳电路	(686)
第十一节	555 触摸式触发电路	(686)
第十二节	555 单稳态触摸开关 (一)	(687)
第十三节	555 单稳态触摸开关 (二)	(687)
第十四节	双触摸片晶闸管开关	(688)
第十五节	双触摸片开关	(688)
第十六节	触摸白炽灯/日光灯电路	(689)
第十七节	触摸式无触点照明灯电路	(690)
第十八节	VMOS 触摸开关	(691)

第十九节	由分立元器件组成的模拟开关	(691)
第二十节	高灵敏度 CMOS 电路双稳开关	(691)
第二十一节	灵敏的双稳态触摸开关	(692)
第二十二节	光耦合触摸开关	(693)
第二十三节	触摸定时超高亮度 LED 灯	(694)
第二十四节	555 精确定时电路	(694)
第二十五节	数字式可调定时器	(695)
第二十六节	D 触发器组成的定时电路 (一)	(698)
第二十七节	D 触发器组成的定时电路 (二)	(698)
第二十八节	定时触摸开关	(699)
第二十九节	脉冲周期可逐渐展宽的定时器	(699)
第三十节	周期为 1min 的定时器	(700)
第三十一节	简单实用的延时器	(702)
第三十二节	与非门构成的触摸延时开关	(702)
第三十三节	可编程分频器延时电路	(702)
第三十四节	反相器组成的照明延时开关	(703)
第三十五节	延时自动关灯电路	(704)
第三十六节	触摸延时开关灯电路	(704)
第三十七节	触摸延迟开关	(705)
第三十八节	长延时电路	(706)
第三十九节	按通/按断电子开关	(706)
第四十节	实用简单的双稳态开关	(707)
第四十一节	单键双稳态开关	(707)
第四十二节	双向晶闸管交流无触点开关	(708)
第四十三节	由通用运放组成的双路转换开关	(708)
第四十四节	四路电子切换开关	(709)
第四十五节	多路选择开关	(710)
第四十六节	双向晶闸管构成的无触点开关	(711)
第四十七节	红外线光控开关	(712)
第四十八节	磁控双稳态开关	(712)
第四十九节	人体感应/触摸延迟开关	(713)
第五十节	人体感应/触摸振荡器	(714)
第五十一节	人体感应报警器	(715)
第二十五章	锁相环应用电路设计	(717)
第一节	锁相环的组成和原理	(717)
第二节	锁相环 NE565 应用电路	(718)
第三节	锁相环 NE566 应用电路	(722)
第四节	锁相环音频译码集成电路 LM567 的应用设计	(725)

第五节	锁相环 CD4046 的应用电路	(729)
第六节	高频锁相环 B562	(746)
第二十六章	模拟乘法器设计与应用电路	(750)
第一节	四象限集成乘法器 MC1595 的外围与调零电路	(751)
第二节	乘法器 MC1595L 的应用电路	(754)
第三节	由乘法器组成的函数发生器	(763)
第四节	乘法/除法器 AD531/AD532 应用电路	(765)
第二十七章	保护、监控电路	(768)
第一节	短路、超载、过电压、极性保护电路	(768)
第二节	双/三/四电压、电容可调时序/监控电路的设计与应用电路	(772)
第三节	信号线路保护器	(781)
第二十八章	闪光灯、彩灯、调光灯、照明灯电路	(787)
第一节	闪光灯、彩灯电路	(787)
第二节	调光灯电路	(796)
第三节	白炽灯、电源指示灯电路	(802)
第二十九章	秒信号、单脉冲发生器	(805)
第一节	秒信号发生器	(805)
第二节	单脉冲发生器	(810)
第三十章	金属探测器	(820)
第一节	单管金属探测器	(820)
第二节	由一块门电路组成的金属探测器	(822)
第三节	简单的金属探测器	(824)
第四节	由单片 CD4069 组成的金属探测器	(825)
第五节	两管金属探测器	(825)
第六节	微功率金属探测器	(826)
第七节	高灵敏度金属探测器	(827)
第八节	与门电路组成的金属探测器	(829)
第九节	与非门电路组成的金属探测器 (一)	(830)
第十节	与非门电路组成的金属探测器 (二)	(831)
第十一节	LED 显示金属探测器	(832)
第三十一章	恒流源	(834)
第一节	简单的电压/电流变换电路	(834)
第二节	最简单的 FET 恒流源电路	(834)
第三节	共源共栅 FET 恒流源	(835)
第四节	MOSFET 简易恒流源	(835)
第五节	具有电流反馈的恒流源	(836)
第六节	吸入式电流源	(837)
第七节	吸入式精密电流源	(837)

第八节 输出式电流源	(837)
第九节 恒流充电器	(838)
第三十二章 测试电路	(839)
第一节 数字逻辑检测电路	(839)
第二节 通路、短路、微阻检测电路	(843)
第三节 电磁感应、磁场检测电路	(845)
第四节 音频注入、音频检测电路	(847)
第五节 近程红外检测电路	(848)
第六节 模拟电容测量仪	(849)
第七节 占空比测试仪	(850)
第八节 土壤湿度计	(852)
第三十三章 电池监测电路	(853)
第一节 电池状态检测器 (一)	(853)
第二节 电池状态检测器 (二)	(853)
第三节 电池电压监测器 (一)	(853)
第四节 电池电压监测器 (二)	(854)
第五节 电池降压闪光指示器	(854)
第六节 供电电池欠电压指示器	(855)
第七节 车用 LED 电压表	(855)
第八节 MC34161/MC33161 电压监测器应用电路	(857)
第三十四章 报警电路	(862)
第一节 下雨、洪水、水位报警电路	(862)
第二节 断线报警电路	(865)
第三节 声音渐响的振荡器闹时电路	(871)
第四节 高响度报警电路	(872)
第三十五章 精密、理想整流电路	(874)
第一节 精密整流电路	(874)
第二节 由反相缓冲器 CD4049 组成的理想型整流器	(876)
第三十六章 电子路标	(878)
第一节 电子路标 (一)	(878)
第二节 电子路标 (二)	(879)
第三十七章 电子音量计电路	(880)
第一节 数控电子音量计	(880)
第二节 电子音量调节器	(882)
第三节 VMOS 音量电位器电路	(883)
第四节 按钮音量控制器	(884)
第三十八章 卫生保健应用电路	(885)
第一节 电子灭蝇器	(885)

第二节	电子灭蟑器	(885)
第三节	超声波驱蚊电路	(887)
第四节	电子捕鼠器	(888)
第五节	电子理疗保健仪	(889)
第三十九章	音频、音频调制电路	(897)
第一节	VMOS 单音振荡器	(897)
第二节	VMOS “滴滴” 声发生器	(897)
第三节	防空警报/消防车/变音调门铃振荡器	(898)
第四节	压控振荡器 (多种声响发生器)	(898)
第五节	复合声发生器电路	(899)
第六节	由一块非门集成电路组成的调制音频振荡器	(900)
第七节	变音电子门铃	(901)
第八节	车用大功率警笛发生器	(901)
第四十章	CD4017 的设计与应用电路	(903)
第一节	CD4017 的基本原理	(903)
第二节	CD4017 的实用分频电路	(904)
第四十一章	单电源运放和运放单电源使用的应用电路	(910)
第一节	单电源运放应用电路	(910)
第二节	高电压大电流功率运放 OPA549 应用电路	(911)
第四十二章	调谐放大器、调谐振荡器的设计	(917)
第一节	JFET 调谐放大器的设计	(917)
第二节	JFET 射频 (RF) 可调谐放大器的设计	(920)
第三节	JFET 串联调谐振荡器的设计	(922)
第四节	参差调谐放大器设计	(924)
第四十三章	无线电能传输探索/实验技术	(927)
第一节	无线电能传输的基本原理	(927)
第二节	无线电能传输实验电路	(930)
第三节	微距离无线供电发射模块应用电路	(934)
第四十四章	其他电路	(938)
第一节	各种形式的达林顿复合晶体管	(938)
第二节	晶体管削波电路	(939)
第三节	电子闸门电路	(940)
第四节	直流电源极性判别电路	(941)
第五节	交流 220V 压电蜂鸣器	(941)
第六节	稳压/工频方波发生器	(942)
第七节	闪光与音响同步的振荡器	(942)
第八节	键控方脉冲串发生器	(943)
第九节	调频调幅脉冲信号发生器	(943)

第十节	输入延迟的单稳态触发电路	(944)
第十一节	1Hz ~ 12MHz 倍频器	(944)
第十二节	简易振动计	(945)
第十三节	自动关机电路	(946)
第十四节	5S 模块电路及应用	(947)
第十五节	简单的能自动切断的充电器	(949)
第十六节	等效电容/电感变换电路	(950)
第十七节	数字电压表 (DVM) 测量高压电路	(951)
第十八节	低压电压表测量高压电路	(952)
第十九节	高共模抑制比测量放大器	(952)
第二十节	高精度仪用放大器	(953)
第二十一节	由双时基电路组成的差动线路驱动器	(954)
第二十二节	10kHz ~ 220MHz 宽带天线放大器	(955)
第二十三节	综合电路设计举例	(956)
附录	(962)
附录 A	常用电感的计算方法	(962)
附录 B	空心电感线圈的计算方法	(965)
附录 C	多层电感线圈	(972)
附录 D	电感线圈导线的选择/品质因数/固有电容	(979)
附录 E	平面螺旋线圈的计算方法	(983)
附录 F	磁心线圈	(983)
附录 G	互感线圈	(986)
附录 H	各种导体及其组合的电容量	(990)
附录 I	精密稳压二极管的主要参数	(995)
参考文献	(998)

第一章 集成运算放大器应用电路设计

常见的差动放大器有双端输入－单端输出和双端输入－双端输出的形式，前者是用途较广泛的电路之一。在计测、计控技术中，常用传感器进行物理量的转换，即把诸多的物理量转换成电量。必须用差动放大器把低电平的传感器信号转换成高电平的电压信号或电流信号。传感器常常有较高的共模电压，必须对这个共模电压加以抑制，而仅仅放大传感器两端的差动信号。

第一节 基本差动放大器设计

差动放大器，又叫做差值放大器、误差放大器、数据放大器、传感器放大器。根据不同的要求，这里介绍两种设计方法：①详细设计方法；②简易设计方法。

一、详细设计方法

详细设计方法考虑运放的各个指标对电路的影响。

1. 工作原理

基本运算放大器由一只通用型集成运算放大器和四只匹配电阻组成，如图 1.1 所示。电阻的匹配条件是 $R_1 = R_2$, $R_F = R_3$ 。

利用信号源的变换和等效电路原理，经过推导得出

$$U_o = \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_F}{R_1} \right] U_{ic} + \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} + \frac{R_F}{R_1} \right] \frac{U_{id}}{2} \quad (1.1)$$

式中， U_{id} 为差动输入信号； U_{ic} 为共模输入信号。

由式 (1.1) 可以看出，适当选择外部电路参数，使

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_F}{R_1} = 0$$

可使电路的共模增益为零，则共模电压的影响就能完全克服。

此外，为了补偿放大器输入偏置电流及漂移的影响，外部电路还应满足平衡对称的要求，即应使

$$R_1 // R_F = R_2 // R_3$$

综合上述两项要求，最后可得出基本运算放大器的外部电路电阻的匹配条件为 $R_1 = R_2$

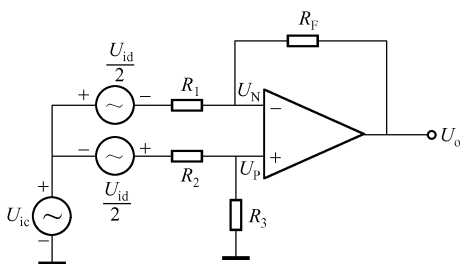


图 1.1 基本运算放大器

$= R, R_3 = R_F$ 。

在满足上述匹配条件下, 由式 (1.1) 可得出差动运算放大器的理想闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_{id}} = \frac{U_o}{U_P - U_N} = \frac{R_F}{R} \quad (1.2)$$

式 (1.2) 说明, 运放具有理想特性、外部电路电阻满足匹配条件时, 基本运算放大器只对差动输入信号实现运算, 不反映共模输入信号。其理想闭环增益仅由外部电阻之比决定, 与运放本身参数无关, 选用不同的电阻比 R_F/R , 就能得到不同的闭环增益。

当不满足电阻匹配条件时, 电路呈现共模增益

$$A_C = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) = \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_F}{R_1}$$

2. 输入电阻

在满足电阻匹配的情况下, 加入差动电压 U_{id} 时, 基本差动运算放大器电路的差动输入电阻为

$$r_{id} = R_1 + R_2 = 2R \quad (1.3)$$

同样, 加入共模输入电压 U_{ic} 时, 基本运算放大器的共模输入电阻为

$$r_{ic} = \frac{1}{2} [R + (R_F // r_c)] \quad (1.4)$$

式中, r_c 为运算放大器本身的共模输入电阻。 r_c 较大, 一般有 $r_c \gg R_F$, 故

$$r_{ic} \approx \frac{1}{2} (R_1 + R_2) = \frac{1}{2} (R + R_F)$$

可见, 欲得到较高的输入电阻, 必须增大 R ($R_1 = R_2 = R$)。但增大 R 是有限的, 将会使失调电流及其漂移的影响加大。即使选用场效应管差动输入级的运放, 虽允许采用较高的 R 值, 但会加大输出噪声, 收效不大。差动运算放大器的差模输入电阻 (R_1 、 R_2) 一般限定在 $100k\Omega$ 以内, 这是设计基本差动运算放大器时应该注意的。

3. 共模抑制

基本差动放大器的实际共模抑制能力取决于两个因素, 一个是外电路的电阻匹配精度, 另一个是运放本身的共模抑制比 $CMRR_c$ 的大小。对电路设计者而言, 提高共模抑制能力的因素, 除了选用运放器件外, 实际上只有一个, 即电阻的匹配精度。

共模抑制比的定义是放大器开环差动增益 A_o 与共模增益 A_c 之比, 即

$$CMRR = \frac{A_o}{A_c}$$

设电阻的误差为 δ , 各电阻的匹配误差分别为 $R_1 = R(1 \pm \delta_1)$, $R_2 = R(1 \pm \delta_2)$, $R_3 = R_{F0}(1 \pm \delta_3)$, $R_F R_{FB}(1 \pm \delta_F)$ 。 R 为所选电阻 R_1 或 R_2 的标称值; R_{FB} 为所选电阻 R_3 或 R_F 的标称值) 若所选各电阻的误差均相等, 即 $\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = \delta_F = \delta$, 则在各项误差最坏组合的条件下, 差动放大电路的共模增益为

$$A_{FC} \approx \frac{4\delta}{1 + \frac{1}{A_F}}$$

共模抑制比为

$$\text{CMRR}_R = \frac{A_F}{A_{FC}} \approx \frac{1 + A_F}{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_F} = \frac{1 + A_F}{4\delta}$$

可见,若所选择的电阻其匹配误差越大,电路闭环增益越小,则电路因电阻失配限定的共模抑制比越小,电路的共模抑制能力就越差。

例如,选用误差 $\delta = \pm 0.5\%$ 的电阻设计基本差动放大器, $U_i = 100\text{mV}$, $U_o = 10\text{V}$, 当 $A_F = 100$ 时,有

$$\text{CMRR}_R \approx \frac{1 + A_F}{4\delta} \approx \frac{1 + 100}{4 \times 0.5\%} = 5050$$

或

$$\text{CMRR}_R = 20\lg 5050 = 74\text{dB}$$

折合到输入端的相对共模误差电压为

$$\frac{U_o}{\text{CMRR}_R / U_i} \times 100\% = \frac{10000}{5050 / 100} \times 100\% = 1.98\%$$

欲提高 CMRR_R , 应选用精度为 0.1% 的电阻来设计基本运算放大器, 此时的 $\text{CMRR}_R = 25250$, 即 88dB 。

选用匹配电阻不仅要选精度高, 即误差小的电阻, 还应有意识地选择误差方向相反的电阻, 即使其误差互相抵消一部分。例如, $\delta_1 = +0.1\%$, $\delta_2 = -0.1\%$, $\delta_3 = +0.1\%$, $\delta_F = -0.1\%$, 这样, CMRR_R 会有较大的提高。

4. 整个电路的共模抑制比

基本差动放大器的共模抑制比 CMRR 不仅与 CMRR_R 有关, 还与运放本身的共模抑制比 CMRR_C 有关, 其关系为

$$\text{CMRR} = \frac{A_F}{A_{FC}} = \frac{\text{CMRR}_C \times \text{CMRR}_R}{\text{CMRR}_C + \text{CMRR}_R} \quad (1.5)$$

式 (1.5) 表明, 当考虑电阻失配和运放本身的 CMRR_C 的影响时, 总的共模抑制能力将进一步下降。由于各匹配电阻值随温度、时间产生漂移以及运放本身 CMRR_C 的非线性的影响, 就是使 CMRR_C 和 CMRR_R 形成的误差电压互相抵消, 这种补偿方法也收效甚微, 一般只能使 CMRR 比 CMRR_R 高一个数量级左右。在一般情况下, 基本差动放大器的共模抑制比不可能太高, 这是它的主要缺点之一。

例如, $\text{CMRR}_C = 80\text{dB}$, $\text{CMRR}_R = 25250$, $A_F = 100$, 此时的基本差动电路的总共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{\text{CMRR}_C \times \text{CMRR}_R}{\text{CMRR}_C + \text{CMRR}_R} = \frac{10000 \times 25250}{10000 + 25250} = 7163 = 77\text{dB}$$

比上例中的 $\text{CMRR}_R = 88\text{dB}$ 小了 11dB 。

有时, 整个电路的共模抑制比用下式表示:

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_{CO} + A_{CC}}$$

式中, A_d 为电路的差动电压增益; A_{CO} 为由运放的 $\text{CMRR}_C \neq \infty$ 引起的电路共模电压增益; A_{CC} 为由电阻不匹配引起的电路共模电压增益。

5. 基本差动放大器的设计步骤

对差动放大器的要求如下:

- ① 当时间、温度变化时, 差动增益 A_d 高而稳定。
 ② $A_d > A_c$ 。
 ③ 由运放偏流 I_b , 运放输入失调电流 I_{io} 和运放输入失调电压 U_{io} 引起的输出失调电压 ΔU_o 较小。

④ 高输入电阻。

满足以上要求的基本差动放大器的设计步骤如下:

① 在所有工作频率和温度范围内, 运放的开环增益 A_v 至少为要求的差动增益 A_d 的 100 倍, 否则, 在 $A_v < 100A_d$ 的那些频率上, A_d 可能随温度和电源电压的变化而变化, 称上述关系成立的上限频率为 f_{\max} , 如图 1.2 所示。

② 令 $R_F/R_1 = A_d$, $R_3/R_2 = A_d$; $R_1 = R_2 = \frac{1}{2}r_{id}$, 则 $r_{ic} = R_1$ 。

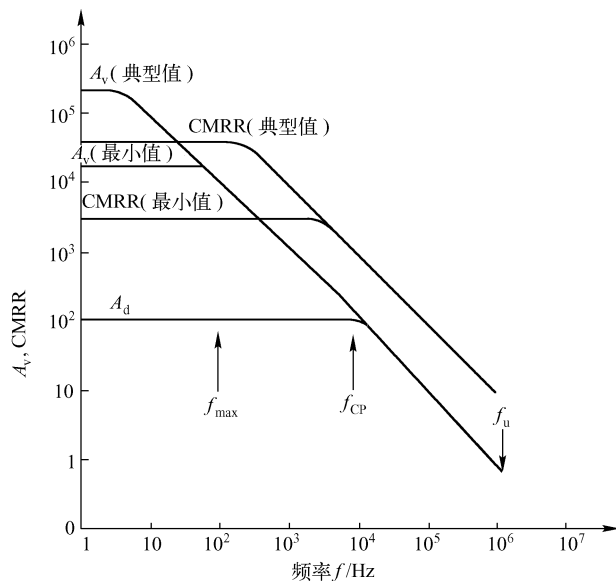


图 1.2 CMRR、 A_v 及 A_d 与频率 f 的关系

- ③ 取 $R_F = A_d R_1$ 和 $R_3 = A_d R_1$ 。
 ④ 检查输出失调电压 $\Delta U_o = [U_{io}(R_1 + R_2)/R_1] + I_{io}R_F$ 是否太大, 如太大, 则减小 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_F 的阻值, 直至失调 ΔU_o 满足要求为止。(注意: 这样会减小差模和共模输入电阻, 应两者兼顾。)

⑤ 计算由 $R_F/R_1 = R_3/R_2$ 的失配造成的共模增益为

$$A_c = \frac{U_o}{U_{ic}} = \frac{R_3 R_1 - R_2 R_F}{R_1 (R_2 + R_3)}$$

⑥ 作出最小的 CMRR 与频率 f 的函数曲线。该曲线表示, 在某频率下, 最坏情况下 CMRR 开始使电路性能下降, 这个频率为 f_{cm} , 超过 f_{cm} 共模误差将变大。

⑦ 由运放本身共模抑制比 $CMRR_c$ 有限产生的共模增益

$$A_{co} = \frac{R_F^2}{R_1 (R_1 + R_F) CMRR_c}$$

若 $A_d = 100$ (闭环差动增益), 而运放本身最小的 $CMRR_c$ 为 60dB (1000), 则 $A_{co} = 9.9$

$\times 10^{-2}$, 此值可通过降低 A_d 或选用更好的运放来减少。

⑧ 计算整个电路的共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_{\text{CC}} + A_{\text{CO}}}$$

式中, A_{CC} 为由电阻不平衡引起的电路共模电压增益; A_{CO} 为由运放本身的 $\text{CMRR}_{\text{C}} \neq \infty$ 引起的共模电压增益; A_d 为闭环差动增益。

若 $A_d = 100$, $A_{\text{CC}} = 3.95 \times 10^{-3}$, $A_{\text{CO}} = 9.9 \times 10^{-2}$, 则

$$\text{CMRR} = 100 / (3.95 \times 10^{-3} + 9.9 \times 10^{-2}) = 971 = 59.7 \text{ dB}$$

⑨ 如果电源电压变化或温度变化引起的开环增益 A_v 的变化很大, 为了确定 A_o 对差动闭环增益的影响, 必须对 A_v 的每个值进行计算, 即

$$A_d = \frac{A_v R_F}{A_v R_1 + R_F} \quad (\text{条件是 } R_F/R_1 = R_3/R_2, \text{CMRR}_{\text{C}} = \infty, A_o \neq \infty)$$

注意: 上式中的 A_v 为运放的开环增益, 是频率的函数。计算直流情况下, 用运放的直流开环增益代替上式中的 A_v 。

在 A_v 以 $-20\text{dB}/\text{十倍频程}$ 斜率下降的频段上, A_v 对 A_d 的影响必须予以考虑。在这个频率区域内, A_v 的相位比 A_d 滞后 90° , A_d 应由下式计算:

$$A_d = \frac{A_v R_F}{\sqrt{R_1^2 A_v^2 + R_F^2}}$$

⑩ 检查反馈的稳定性。引起运放电路不稳有以下七个原因:

- 没有使用运算放大器参数表推荐的补偿。
- 对所使用的补偿形式及补偿量而言, 闭环增益过低。
- 运算放大器负载的容性成分过大。
- 反馈网络中的超前/滞后相位不适当。
- 运算放大器的同相端和地之间的电阻过大。
- 运算放大器的输出端和平衡端之间的寄生电容过大。
- 电源旁路不良。

6. 基本运算放大器设计实例

设计要求如下:

电路的差动输入电阻 $r_{\text{id}} = 10\text{k}\Omega$, 输出失调电压 $\Delta U_o = 0.1\text{V}$, 整个电路的共模抑制比 $\text{CMRR} > 60\text{dB}$ (1000), 电路工作的上限频率 $f_{\text{max}} > 100\text{Hz}$ 。

选用 $\mu\text{A}741$ 运放, 其参数如下:

直流增益 $A_o = 25000$, 电源电压 $U_s = \pm 22\text{V}$; $A_o = 25000$, 电源电压 $U_s = \pm 18\text{V}$ 。

$\text{CMRR}_{\text{C}}(\text{min}) = 70\text{dB}$ (3160); 输入失调电压 $U_{\text{io}}(\text{max}) = 7.5\text{mV}$ ($0 \sim 70^\circ\text{C}$); 输入失调电流 $I_{\text{io}}(\text{max}) = 300\text{nA}$ ($0 \sim 70^\circ\text{C}$); 相移 (开环) $\phi_m = 80^\circ$; 闭环频宽在 $+25^\circ\text{C}$ 时为 10kHz , 在 -55°C 时为 11.2kHz , 在 $+125^\circ\text{C}$ 时为 8kHz 。

设计步骤如下:

① 在图 1.2 中画出一条增益为 100 的粗横直线直至与开环曲线相交, 此交点就是电路的极点频率 f_{CP} , 之后该粗线随开环曲线下降到单位增益 ($A_v = 1$) 以下, 此处所对应的频率

为运放的单位增益频率 f_u 。作出增益为 100 的横粗线，就是闭环差动增益 A_d 。

该横粗线对应的频率范围由图可见为 $1 \sim 10^4 \text{Hz}$ ，因此满足 $f_{\max} > 100 \text{Hz}$ 的要求，但是该差动放大器仅在低于 $f_{\max} = 100 \text{Hz}$ 的频段上有高度稳定的 A_d 。

从 $f_{\max} \sim f_{\text{CP}}$ 运放电路也是可以使用的，但温度和电源电压变化对其性能稍微有些影响。

② 令 $R_F/R_1 = R_3/R_2 = 100$ ，取 $R_1 = R_2 = \frac{1}{2}r_{\text{id}} = 5100\Omega$ ， $r_{\text{ic}} = R_1 = 5100\Omega$ ， $R_F = R_3 = A_d R_1 = 100 \times 5.1\text{k}\Omega = 5100\text{k}\Omega$ ，则

$$\begin{aligned}\Delta U_o &= \frac{U_{\text{io}}(R_1 + R_F)}{R_1} + I_{\text{io}}R_F \\ &= \frac{7.5\text{mV}(5100 + 510 \times 10^3)}{5100} + 300 \times 10^{-6}\text{mA} \times 510 \times 10^3\Omega \\ &= 910.5\text{mV} = 0.9105\text{V} \quad (\text{最坏情况下的最大值})\end{aligned}$$

③ 假设 R_1 和 R_3 的阻值误差高于 0.1% ，而 R_2 和 R_F 的阻值误差低于 0.1% ，则由电阻不平衡引起的电路共模电压增益为

$$\begin{aligned}A_{\text{cc}} &= \frac{R_3 R_1 - R_2 R_F}{R_1(R_2 + R_3)} \\ &= \frac{51000 \times (1 + 0.1\%) \times 5100 \times (1 + 0.1\%) - 5100 \times (1 - 0.1\%) \times 51000 \times (1 - 0.1\%)}{5100 \times (1 + 0.1\%) [5100 \times (1 - 0.1\%) + 51000 \times (1 + 0.1\%)]} \\ &= 0.00395\end{aligned}$$

④ 设差动放大器仅工作在 100Hz 以下的频段上，在这里 CMRR 始终大于 70dB （ 3160 倍）。

⑤ 由电阻不匹配引起的电路共模电压增益为

$$\begin{aligned}A_{\text{co}} &= \frac{R_F^2}{R_1(R_1 + R_F)\text{CMRR}} \\ &= \frac{510000^2}{5100 \times (5100 + 510000) \times 3160} = 0.0313\end{aligned}$$

⑥ 整个电路的共模抑制比为

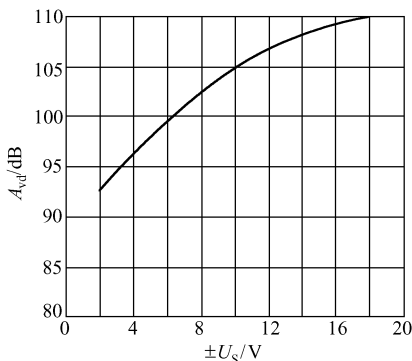


图 1.3 μA741 差模电压增益 A_{vd} 与电源电压 U_s 的关系

$$\text{CMRR} = \frac{A_{\text{Fd}}}{A_{\text{cc}} + A_{\text{co}}} = \frac{100}{0.00395 + 0.313} = 2836.9 = 69.1\text{dB}$$

⑦ 电源电压的变化必定引起差模电压增益 A_{vd} 的变化，如图 1.3 所示。对 μA741 其电源电压的范围为 $2 \sim 18 \text{V}$ ，虽然人们并不希望这种电压范围，但进行计算能揭示出 A_{vd} 对电源变化的灵敏程度。

当 $A_{\text{Vo}} = 250000$ （直流）时

$$A_d = \frac{A_{\text{Vo}}R_F}{A_{\text{Vo}}R_1 + R_F} = \frac{250000 \times 510000}{250000 \times 5100 + 510000} = 99.9600$$

当 $A_{\text{Vo}} = 25000$ （直流）时

$$A_d = \frac{A_{\text{Vo}}R_F}{A_{\text{Vo}}R_1 + R_F} = \frac{250000 \times 510000}{250000 \times 5100 + 510000} = 99.6016$$

上述计算表明，当开环增益 A_{Vo} 减少 $(250 - 25)/250 = 90\%$ 时，差动增益仅改变

$$(99.9600 - 99.6019) / 99.9600 = 0.36\%$$

在 F_{\max} 和 f_{CP} 之间的频段上, A_d 的变化用下式计算:

$$A_d = \frac{A_v R_F}{\sqrt{A_v^2 R_1^2 + R_F^2}}$$

若试图确定频率为 2kHz 以下的电路性能, A_v 在 2kHz 时的开环变化量, 从器件的参数表上很难确定, 但 $\mu\text{A}741$ 参数表给定了闭环带宽的变化范围:

25℃时为 10kHz; -55℃时为 11.2kHz; 125℃时为 8kHz。因开环曲线在这些频率上是 20dB/十倍频程的速率下降, 所以开环增益跟闭环带宽成正比变化。

A_v 在 2kHz 时额定值是 500; 在 -55℃时, $A_v = 500 \times 1.12 = 560$; 在 125℃时, $A_v = 500 \times 0.8 = 400$ 。将这些数据代入上式, 有

2kHz 时

$$A_d = \frac{500 \times 510000}{\sqrt{5100^2 \times 500^2 + 510000^2}} = 98.05868$$

2kHz, -55℃时

$$A_d = \frac{560 \times 510000}{\sqrt{5100^2 \times 560^2 + 510000^2}} = 98.44276$$

2kHz, 125℃时

$$A_d = \frac{400 \times 510000}{\sqrt{5100^2 \times 400^2 + 510000^2}} = 97.01425$$

这些计算结果表明, 在军用范围内 (-55 ~ 125℃), 2kHz 时差动增益的变化为 +0.39% 或 -1.07%

⑧ $\mu\text{A}741$ 为内补偿运算放大器, 它的开环相位裕量为 80° , 因此不可能产生七个不稳定因素中的 A、B 和 D, 下面来讨论 C、E、F 和 G 四种情况。

情况 C: $\mu\text{A}741$ 在 1MHz 时最大输出电阻 r_o 为 300Ω , 必须保证容性负载不产生接近单位增益频率的极点, 否则, 80° 的相位裕量将有所降低。如果极点在单位增益频率的十倍频率上, 它仅使相位裕量减小 6° , 对此负载电容为

$$C_{L\max} = \frac{1}{2\pi(10f_u)R_o} = \frac{1}{2\pi(10 \times 1 \times 10^6) \times 300} \text{F} = 539\text{pF}$$

情况 E: 同相和地之间的电阻为 $5100\Omega // 510\text{k}\Omega = 5050\Omega$, 此电阻较低, 不成问题。

情况 F: 精心设计印制板可使 $\mu\text{A}741$ 的失调端和输出端之间的电容最小。

情况 G: 在多种电路中, 对于每四或五个运放便从 U_s 到地和 U_{s-} 到地接 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容, 这样, 就足以防止有害的反馈。

二、简易设计方法

基本差动电压放大器的详细设计方法较烦琐, 在要求不高的情况下可采取简易设计方法。在一些场合下该方法更实用。

在不考虑匹配电阻失调和共模信号的影响时, 图 1.4 所示电路的输出电压为

$$U_o = \frac{R_F}{R_1} U_{i1} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{R_1 + R_F}{R_1} U_{i2}$$

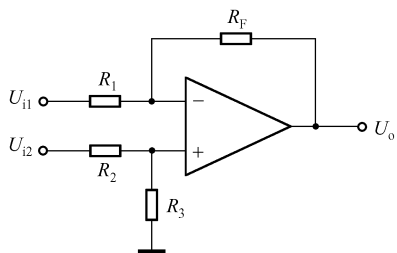


图 1.4 基本差动放大器

1. 设计举例一

(1) 设计要求

设计一个差动放大器，每个输入端子的输入电压从 2mV 变化到 50mV，要求差动增益为 10，输出电压为 200mV。

(2) 设计步骤

① 令 $R_F = A_d R_1$ ，取 $R_1 = 100\Omega$ ，则 $R_F = 10 \times 100\Omega = 1000\Omega$ 。

② 令 $R_2 = R_1 / A_d$ ，则 $R_2 = 100\Omega / 10 = 10\Omega$ 。

③ 令 $R_3 = A_d R_1$ ，则 $R_3 = 10 \times 100\Omega = 1000\Omega$ 。假定 $U_{i2} = 50\text{mV}$ ； $U_{i1} = 30\text{mV}$ ，则输出电压为

$$U_o = A_d (U_{i2} - U_{i1}) = 10 \times (50 - 30) \text{mV} = 200\text{mV}$$

实际上输出电压稍大于 200mV。

(3) 调试

调节 R_3 或 R_4 均可保证差动电压放大倍数 $A_d = 10$ ，通常调节 R_2 更加有效。

注意：若需要减法器，应使 $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$ ，此时 $U_o = U_{i2} - U_{i1}$ 。

2. 设计举例二

(1) 设计要求

设计一个单运放组成的差动电压放大器，要求增益 $A_d = 10$ ，输入阻抗 $r_{id} = 20\text{k}\Omega$ ， $\text{CMRR} = 70\text{dB}$ ，共模输入范围为 $\pm 10\text{V}$ 。

(2) 设计步骤

① 根据对共模输入范围和共模抑制能力的要求，选择合适的集成运算放大器。

② 根据对输入阻抗和差动增益的要求，按 $R_F / R_1 = A_d$ ， $R_3 / R_2 = A_d$ 和 $R_1 = R_2 = \frac{1}{2} r_{id}$ 确定 R_F ， R_1 ， R_2 和 r_{id} 。

③ 由所设计放大器的 CMRR 和所用的运放的 CMRR_c ，计算由电阻失配产生的 CMRR ，即

$$\text{CMRR} = \frac{\text{CMRR}_c \times \text{CMRR}_R}{\text{CMRR}_c + \text{CMRR}_R}$$

④ 根据差模要求和 CMRR_R ，由公式 $\text{CMRR}_R = \frac{1 + A_d}{4\delta}$ 计算电阻误差 δ 。

(3) 按设计步骤进行计算

① 查运算放大器手册，选用 F007B 型运放。

② 由 $R_F / R_1 = A_d$ ，令 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ，得 $R_F = A_d R_1 = 10 \times 10\text{k}\Omega = 100\text{k}\Omega$ ；由 $R_3 / R_2 = A_d$ 和 $R_F = R_3$ ，得 $R_2 = R_3 / A_d = 100\text{k}\Omega / 10 = 10\text{k}\Omega$ ；由 $R_1 = R_2 = \frac{1}{2} r_{id}$ 得 $r_{id} = 2R_1 = 2R_2 = 2 \times 10\text{k}\Omega = 20\text{k}\Omega$ ；同时，共模输入电阻 $r_{ic} = R_1 = 10\text{k}\Omega$ 。

③ 由 $\text{CMRR} = \frac{\text{CMRR}_c \times \text{CMRR}_R}{\text{CMRR}_c + \text{CMRR}_R}$ 确定 CMRR_R 。查运算放大器手册，F007B 的共模抑制比 $\text{CMRR}_c = 80\text{dB} = 10000$ ； $\text{CMRR} = 70\text{dB} = 3162.3$ ，则得 $\text{CMRR}_R = 4624.8$ 。

④ 由 $CMRR_R = \frac{1+A_d}{4\delta}$ 得 $\delta = \frac{1+A_d}{4CMRR_R} + \frac{1+10}{4 \times 4624.8} = 0.06\%$ 。选择误差 0.05% 的精密电阻，并在调整中经过一定的选配。

最终设计电路及参数如图 1.5 所示。

(4) 调试

① 将两输入端接地，仔细调节调零电位器 R_p ，使输出为零或接近于零。

② 将两输入端接最大共模电压（本例为 $\pm 10V$ ），测量输出电位，细心匹配电阻使输出尽量接近于零。

具体做法是，固定两个电阻 R_F 和 R_3 ，调节 R_1 （或 R_2 ）；或固定 R_1 和 R_2 ，调节 R_F （或 R_3 ），使输出接近于零，此步必须仔细且耐心进行。

如用 $4\frac{1}{2}$ 位以上的数字万用表或精密电桥，把电阻匹配好，则可简化调测。

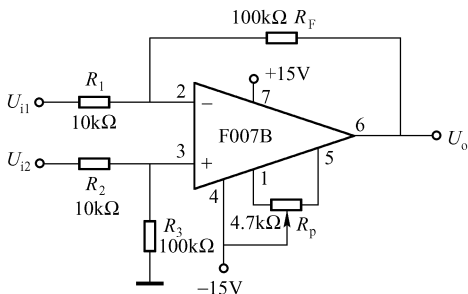


图 1.5 基本差动放大器设计电路

三、增益可调的基本差动放大器的设计

在实际应用中，常常要求放大器的增益可调。增益可调差动放大器的设计方法如下。

① 在基本差动运算放大器的基础上，再增加两个固定电阻和一个电位器，电路如图 1.6 所示。应使电路的反相输入端电阻 R_1 和同相端输入电阻相等，图中用 R_f 表示， $R_1 = R_2 = R_f$ ；其他四个固定电阻和电位器的额定电阻也都相等，等于 R_F 。

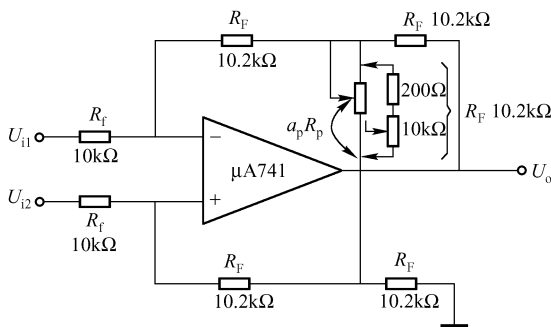


图 1.6 增益可调的基本差动运算放大器

② 确定闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_{i2} - U_{i1}} = 2 \left(1 + \frac{1}{a_p} \right) \frac{R_F}{R_f}$$

式中， a_p 为电位器 R_p 的滑动比。当滑动触头在最上端时， $a_p = 1$ ；在最下端时， $a_p = 0$ 。

根据设计要求，调节滑动比 a_p ， A_F 就可在一个很大范围内调节。

例如，要求 a_p 的变化范围为 $0.02 \sim 1$ ，可用一个 200Ω 固定电阻和一个 $10k\Omega$ 的电位器串联，并令 $10k\Omega + 0.2k\Omega = 10.2k\Omega = R_F$ 。

若要求 $A_F = 4 \sim 104$, 因为 $R_F = 10.2\text{k}\Omega$, 令 $R_i = 10\text{k}\Omega$, $A_F = 2(1 + 1/a_p) \times \frac{10.2}{10} = 2.04(1 + 1/a_p)$, 则 $A_{F\max} = 2.04(1 + 1/a_{p\min})$, 即 $104 = 2.04(1 + 1/a_{p\min})$, 可得 $a_{p\min} = 0.02$, 于是

$$A_{F\min} = 2\left(1 + \frac{1}{a_{p\max}}\right) = \frac{10.2}{10} = 2.04(1 + 1/1) \approx 4$$

这里的设计方法, 主要考虑电位器的购置, 市场上的 $10\text{k}\Omega$ 电位器还是容易买到的, 非标准系列电位器 (如 $17\text{k}\Omega$ 、 $3.4\text{k}\Omega$) 不能在设计中选用。

第二节 高输入阻抗运算放大器设计

基本差动运算放大器的主要缺点之一, 是电路的输入电阻较小, 有时不能满足测试系统的要求。其输入电阻较小的原因是, 差动输入信号同时加在运算放大器的同相端和反相端。众所周知, 反相放大器的输入电阻较低 (R_i 约为运放反相端外接输入电阻 R_1); 同相放大器的输入电阻较高, 约等于差动输入电阻 r_{id} 乘以回路增益 A_{of} 再与共模输入电阻 r_c 并联, 即 $R_i \approx (A_{of} r_{id}) // r_c$ 。因此, 为了提高电路的输入电阻, 差动输入信号均应从同相端输入, 其代价是多用一只运算放大器。

高输入阻抗差动运算放大器有两种形式: 一种是同相串联差动运算放大器, 另一种是同相并联差动运算放大器。后者又称为仪用放大器, 用途更为广泛, 将在另一节中介绍。

一、同相串联差动运算放大器的设计方法

同相串联差动运算放大器电路如图 1.7 所示。下面介绍电路的主要指标和设计方法。

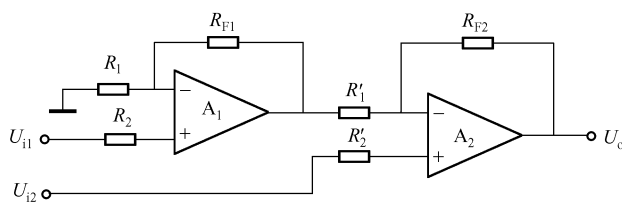


图 1.7 同相串联差动运算放大器电路

1. 输入电阻

图 1.7 所示电路的差动输入信号都是直接送到两个运放的同相端, 从而获得很高的输入电阻, 其差动输入电阻 r_{id} 差不多是两个运算放大器的共模输入电阻之和, 即 $R_{id} \approx r_{c1} + r_{c2}$, 当两者的共模输入电阻相等时, 同相串联差动放大器电路的差动输入电阻为

$$r_{id} \approx 2r_c \quad (1.6)$$

共模输入电阻为

$$r_{ic} \approx \frac{1}{2}r_c \quad (1.7)$$

2. 闭环增益

应用欧姆定律、克希荷夫定理和信号变换可以得到同相串联差动放大器的输出电压为

$$U_o = \left(1 - \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R'_1}\right)U_{ic} + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{2R_{F2}}{R'_1} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R'_1}\right)U_i \quad (1.8)$$

式中, U_{ic} 为电路的共模输入电压; U_i 为电路的差动输入电压, $U_i = U_{i2} - U_{i1}$ 。

为了使共模增益为零, 应使 $1 - \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R'_1} = 0$, 即电路的外部电阻应按下式匹配:

$$\frac{R_1}{R_{F1}} = \frac{R_{F2}}{R'_1} \quad (1.9)$$

在满足上面的电阻匹配条件时, 令 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$, $R_1 = R'_1 = R$, 则得串联差动放大器电路的理想闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_{i2} - U_{i1}} = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_{F2}}{R'_1} = 1 + \frac{R_{F1}}{R_1} = \frac{R_F}{R} \quad (1.10)$$

3. 共模抑制比

设电路的两对电阻的匹配误差分别为 $\frac{R_1}{R_{F1}} = \frac{R_F}{R}(1 \pm \delta_1)$ 和 $\frac{R_{F2}}{R'_1} = \frac{R_F}{R}(1 \pm \delta_2)$, 经过分析运算, 可得到由于电阻失配误差所造成的共模抑制比为

$$CMRR_R = \frac{A_F(\pm \delta_1)}{\pm \delta_1 \mp \delta_2}$$

因为 $\delta_1 \ll 1$, 取公差的最坏组合, 得

$$CMRR_R \approx \frac{A_F}{\delta_1 + \delta_2} \quad (1.11)$$

若 $\delta_1 = \delta_2 = \delta$, 则

$$CMRR_R \approx \frac{A_F}{2\delta} \quad (1.12)$$

可见, 欲减小电阻失配引起的共模误差, 除了减小失配误差外, 还应提高电路的闭环增益。

设运算放大器 A_1 和 A_2 的共模抑制比分别为 $CMRR_{C1}$ 和 $CMRR_{C2}$, 则整个电路的共模抑制比为

$$CMRR_2 = \frac{CMRR_{C1} \times CMRR_{C2} \times CMRR_R}{CMRR_{C1} \times CMRR_{C2} + CMRR_R (CMRR_{C1} - CMRR_{C2})} \quad (1.13)$$

由上式可以看出提高整个同相串联差动放大器电路的共模抑制比 $CMRR$ 的方法是:

- ① 尽量使两只运算放大器的共模抑制比相等, 此时 $CMRR \approx CMRR_R$ 。
- ② 尽量提高外部电路的电阻匹配精度, 这在实践中更为重要。

4. 设计方法

① 根据所要求的增益 A_F , 确定 $R_F/R (R_{F1}/R_1 = R_{F2}/R'_1 = R_F/R)$ 值。

② 选用相同型号的运算放大器, 使其本身的共模抑制比 $CMRR_c$ 尽量相同。最好选用双运放集成电路, 因为两个运放封装在一起可认为它们的共模抑制比基本相等。

③ 根据设计要求的 A_F 和整个电路的 $CMRR$, 由 $CMRR_R \approx \frac{A_F}{2\delta}$ 计算 δ 。若 δ 的精度要求过高, 可适当增大 A_F , 从而降低了对 δ 的要求。

④ 由 $\frac{R_{F1}}{R_1} \approx \frac{R_F}{R}(1 \pm \delta_1)$ 和 $\frac{R_{F2}}{R'_1} \approx \frac{R_F}{R}(1 \pm \delta_2)$ 的误差要求来选择电阻 R_1 , R'_1 , R_{F1} 和 R_{F2} 。为了减小漂移的影响, 电阻值不易过大, 一般应小于几百千欧。

5. 设计举例

(1) 设计要求

设计一个高输入阻抗的同相串联差动放大电路, 要求电路的增益 $A_F = 100$, 电路的共模抑制比 $\text{CMRR} = 80\text{dB}$, 差动输入电阻 $r_{id} = 200\text{M}\Omega$ 。

(2) 设计计算

① 由 $A_F = 1 + \frac{R_F}{R}$, 得 $\frac{R_F}{R} = A_F - 1 = 100 - 1 = 99$ 。令 $R_1 = R'_1 = R = 1\text{k}\Omega$, 则 $R_{F1} = R_{F2} = R_F = 99 \times 1\text{k}\Omega = 99\text{k}\Omega$ 。

② 查运算放大器手册, 选择 $\mu\text{A}747\text{A}/\text{F}747\text{A}$ 。它是双运算放大器, 其共模抑制比 $\text{CMRR}_c = 95\text{dB}$, 因为两运放集成在同一芯片内, 所以有 $\text{CMRR}_{c1} \approx \text{CMRR}_{c2}$ 。

③ 由 $\text{CMRR}_{c1} \approx \text{CMRR}_{c2}$ 可知整个电路的共模抑制比 $\text{CMRR} \approx \text{CMRR}_R$ 。由设计要求, CMRR_R 应为 80dB (10000 倍), 由式 (1.12), 得

$$\delta = \frac{A_F}{2\text{CMRR}_R} = \frac{100}{2 \times 10000} = 0.5\%$$

④ 电阻的误差要求 $\leq 0.5\%$, 由此可保证整个电路的 $\text{CMRR} = 80\text{dB}$ 。各电阻的误差范围如下: $R_1 = 1\text{k}\Omega(1 - \delta)$, $R_{F1} = 99\text{k}\Omega(1 + \delta)$, $R'_1 = 1\text{k}\Omega(1 - \delta)$, $R_{F2} = 99\text{k}\Omega(1 + \delta)$ 。

⑤ $\mu\text{A}747$ 的差模输入电阻 r_{id} 典型值为 $6\text{M}\Omega$ (最小值为 $1\text{M}\Omega$)。通常, 运放的共模输入电阻 r_c 都比它的差模输入电阻 r_{id} 高两个数量级以上, 因此, $r_c \geq 100r_{id}$, r_c 至少为 $100 \times 1\text{M}\Omega = 100\text{M}\Omega$ 。

同相串联差动放大器的差动输入电阻 $r_{id} \approx 2r_c = 2 \times 100\text{M}\Omega = 200\text{M}\Omega$, 满足设计要求。由此可见同相串联差动放大器电路的差动输入电阻之高。

⑥ 设计电路

同相串联差动放大器设计电路如图 1.8 所示。

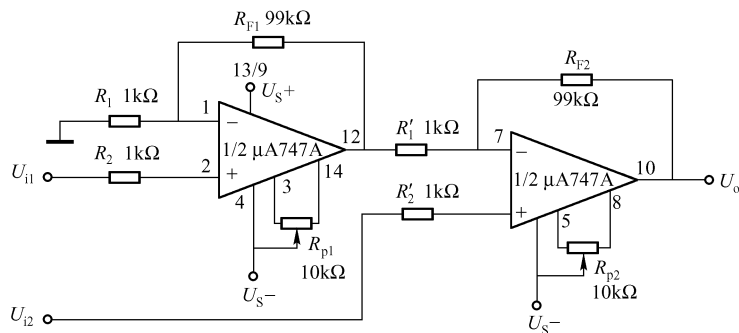


图 1.8 同相串联差动放大器设计电路

(3) 调试

① 将两输入端接地, 调多圈电位器 R_{p1} 使 A_1 的输出为零; 再调多圈电位器 R_{p2} , 使 A_2

输出为零。

② 在输入端加入最大共模电压，测定输出误差电压，计算 CMRR 是否满足设计要求，若不满足要求，则仔细匹配电阻来减小输出误差电压。

该电路也可按下列方法展开设计：

当 $R_1 = R'_1 = R$, $R_{F1} = R/n$, $R_{F2} = nR$ 时，有

$$U_o = (1+n)(U_{i2} - U_{i1}), A_F = \frac{U_o}{U_{i2} - U_{i1}} = 1+n$$

取 $R_1 = R'_1 = R = 0.99\text{k}\Omega$ ，则 $R_{F1} = \frac{0.99\text{k}\Omega}{99} = 10\Omega$, $R_{F2} = 99 \times 0.99\text{k}\Omega = 98.01\text{k}\Omega \approx 98\text{k}\Omega$ 。

各电阻的误差范围如下： $R_1 = R(1-\delta)$, $R_{F1} = R(1+\delta)/n$, $R'_1 = R(1-\delta)$, $R_{F2} = nR(1+\delta)$ 。

n 的取值应尽量使 $R_{F1} \cdot R_{F2}$ 为标称值，并使 A_F 足够大。

二、增益可调的同相串联差动放大器

1. 原理

上述的同相串联差动放大器，当需要进行增益调节时，为了保证电阻匹配关系，必须精确同步调节 R_1/R_{F1} 和 R_{F2}/R'_1 ，实际上很难做到。

为了调节增益，需要改变电路的结构，即在原电路的 A_1 和 A_2 的反相端之间，跨接一个电位器，如图 1.9 所示。图中运放的同相端与反相端电位相等，电位器 R_p 上的压降就是差动输入电压 U_{id} 即 $U_{i2} - U_{i1}$ ，所以， R_p 中的电流与 U_{id} 成正比，调节 R_p 可改变 U_{id} 在各匹配电阻上的电流信号，从而改变增益大小，但不会改变共模输入电压 U_{ic} 的影响。这是因为，加在 R_p 两端的共模电位相等，在 R_p 上不会产生共模信号电流，保证了共模特性不变。

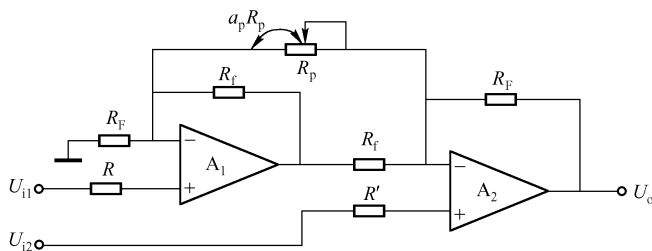


图 1.9 增益可调的同相串联差动放大器

图 1.9 中， A_1 和 A_2 的反馈电阻分别用 R_f 和 R_F 表示，同时，令 A_1 的反相端的输入电阻等于 A_2 的反馈电阻 R_F ， A_2 反相端的输入电阻等于 A_1 的反馈电阻。不难证明，可调同相串联差动放大器的闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_{i2} - U_{i1}} = \frac{U_o}{U_{id}} = 1 + \frac{R_F}{R_f} + \frac{2R_F}{a_p R_p} \quad (1.14)$$

式中， R_p 应选用多圈电位器，图中的接法为变阻器接法； a_p 为电位器的滑动比，当滑动触头位于图示最右端时， $a_p = 1$ ，当滑动触头位于图示最左端时， $a_p = 0$ 。

注意： A_F 通过调节 R_p 来改变，它们之间呈非线性关系。

2. 增益可调同相串联差动放大器设计举例

(1) 设计要求

设计一个增益调节范围为 19 ~ 50 的同相串联放大器，并确定各个电阻和电位器的阻值。

(2) 设计步骤

① 设计电路的形式如图 1.9 所示。

② 当 $a_p = 1$ 时，电路的最小增益为

$$A_{Fmin} = 1 + \frac{R_F}{R_f} + \frac{2R_F}{R_p}$$

此时的电位器 R_p 阻值最大，即

$$R_{pmax} = \frac{2R_F}{A_{Fmin} - 1 - \frac{R_F}{R_f}}$$

令 $R_F = 100k\Omega$, $R_f = 10k\Omega$, 则

$$R_{pmax} = \frac{2 \times 100}{19 - 1 - \frac{100}{10}} k\Omega = 25k\Omega$$

③ 当 $A_{Fmax} = 50$ 时, R_p 最小, 即

$$R_{pmin} = \frac{2R_F}{A_{Fmax} - 1 - \frac{R_F}{R_f}} = \frac{2 \times 100}{50 - 1 - 100/10} k\Omega \approx 5k\Omega$$

由于要求电路的闭环增益从 19 可调至 50, 因此, 实际上的 R_p 应由一个 $5k\Omega$ 的固定电阻和一个额定值为 $20k\Omega$ 的电位器串联组成, 当电位器 R_p 调至最小 (约 $0k\Omega$) 时, 增益为 50 倍; 当电位器 R_p 调至最大值 $20k\Omega$ 时, 增益为 19 倍。实际上, 固定电阻应选额定值为 $5.1k\Omega$ 的电阻。

第三节 基本同相并联差动运算放大器设计方法

一、基本同相并联差动运算放大器

基本同相并联差动运算放大器电路如图 1.10 所示。

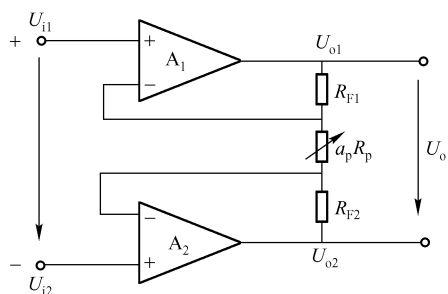


图 1.10 基本同相并联差动运算放大器

1. 电路原理及优点

虽然同相并联差动放大器的输出信号中有较大的共模信号, 但具有以下优点:

① 差动输入信号和共模输入信号都输入到同相端, 因此, 它的差动输入电阻和共模输入电阻都很大, 与同相串联情况相同, 即

$$R_{id} \approx 2r_c, R_{ic} \approx \frac{1}{2}r_c$$

② 电路为平衡对称结构, 其共模增益, 失调

及漂移所产生的误差具有相互抵消的作用。

③ 同相并联结构不需精密匹配电阻，并能差动输出，适用于不接地的“浮动”负载。

同相并联差动放大器由于具有以上的优点，常用于传感器输出信号的放大和仪器仪表测量电路中，因此也称为仪用放大器。

经过推导，同相并联差动放大器的闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o2} - U_{o1}}{U_{i2} - U_{i1}} = 1 + \frac{R_{F1} + R_{F2}}{a_p R_p} \quad (1.15)$$

可见，电路不要求电阻的匹配来保证其共模抑制能力，这就避免了精密匹配电阻所遇到的麻烦。加在电位器 R_p 上的差动电压决定了整个电路的工作电流，而加在这个电位器上的共模电压对电流没有影响，不论其他电阻取何值都是如此。因此，该电路的共模抑制能力与外电路电阻的匹配完全无关。

在实际设计中，为了有利于克服失调及其漂移的影响，常采用平衡对称结构，即取 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 。此时，电路的增益为

$$A_F = 1 + \frac{2R_F}{a_p R_p} \quad (1.16)$$

注意：调节 R_p 来改变 A_F 是非线性关系。

2. 电路的共模抑制比

虽然同相并联差动运算放大器的共模抑制能力与外电路的电阻匹配无关，而且电路的对称结构也有利于相互抵消两运放共模抑制比为有限值所造成的影响，但由于 A_1 和 A_2 的共模抑制比 $CMRR_{C1}$ 和 $CMRR_{C2}$ 不等，整个电路的共模抑制比仍然是有限的。

同相并联差动运算放大器电路的共模抑制比为

$$CMRR = \frac{CMRR_{C1} \times CMRR_{C2}}{CMRR_{C1} - CMRR_{C2}} \quad (1.17)$$

由上式可以看出，提高整个电路的共模抑制比的关键之举是，使 A_1 和 A_2 的共模抑制比尽可能地接近，即 $CMRR_{C1} \approx CMRR_{C2}$ 。

3. 差动误差电压

当取 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 时，有助于失调及其漂移的相互抵消。电路折合到输入端的差动误差电压为

$$U_{ierror} = (U_{os2} - U_{os1}) + \frac{R_F}{A_F} \left[I'_{b2} - I'_{b1} + \frac{1}{2}(I'_{os2} - I'_{os1}) \right] \quad (1.18)$$

式中， U'_{os1} 为 A_1 的输入失调电压 U_{os1} 与输入失调漂移电压 ΔU_{os1} 之和（ $U'_{os1} = U_{os1} + \Delta U_{os1}$ ， U_{os2} 亦然； I'_{b1} 为 A_1 的平均输入偏置电流 I_{b1} 及其漂移 ΔI_{b1} 之和（ $I'_{b1} = I_{b1} + \Delta I_{b1}$ ）， I'_{b2} 亦然； I'_{os1} 为 A_1 的输入失调电流 I_{os1} 及其漂移 ΔI_{os1} 之和（ $I'_{os1} = I_{os1} + \Delta I_{os1}$ ）

由式（1.16）可以看出，欲减小差动误差电压，必须选择输入偏流、输入失调电流和输入失调电压都较小并接近相等的两个运算放大器芯片。这些数据都可在运算放大器手册中查出。

4. 同相并联差动放大器的设计方法

同相并联差动放大器的设计电路如图 1.11 所示，设计方法如下：

① 为提高差动放大器电路的共模抑制比，两个运放的共模抑制比 $CMRR_C$ 应尽量相同，

最好选用集成双运算放大器。

② 根据对差动放大器的要求, 由 $A_F = 1 + 2R_F / (a_p R_p)$, 确定 R_F 和 R_p 。 R_F 不宜选得过大, 否则失调和漂移的影响也随之加大。若要求增益可调, R_p 应选用多圈电位器。

5. 设计举例

(1) 设计要求

试设计一个同相并联运算放大器电路, 要求闭环增益 $A_F = 10 \sim 100$ 并可调; 差动输入阻抗 $Z_{id} \geq 2000 \text{M}\Omega$, 共模抑制比 $\text{CMRR} = 100 \text{dB}$ 。

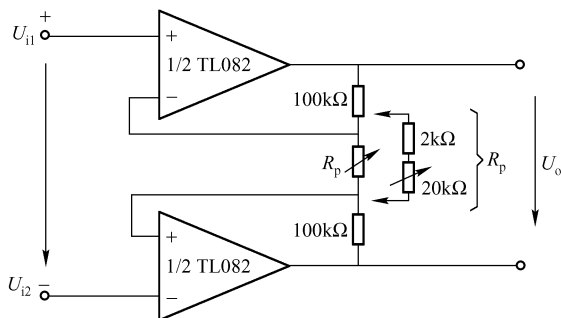


图 1.11 同相并联差动放大器设计电路

(2) 设计计算

① 选用双运算放大器集成电路, 这样能使 A_1 与 A_2 的共模抑制比 CMRR_{C1} 和 CMRR_{C2} 非常接近。查运算放大器手册, TL082/F082 为高输入阻抗双运放集成芯片, 其输入阻抗 $Z_{id} = 10^{12} \Omega$, 共模抑制比 $\text{CMRR}_C = 86 \text{dB}$ 。

② 令 $R_F = 100 \text{k}\Omega$, 由 $A_F = 1 + 2R_F / (a_p R_p)$ 得

$$R_{p\max} = \frac{2R_F}{A_{F\min} - 1} = \frac{2 \times 100}{10 - 1} \text{k}\Omega = 22.22 \text{k}\Omega$$

$$R_{p\min} = \frac{2R_F}{A_{F\max} - 1} = \frac{2 \times 100}{100 - 1} \text{k}\Omega = 2.02 \text{k}\Omega$$

电位器的调节范围为 $2.02 \sim 22.22 \text{k}\Omega$ 。实际的 R_p 应由一个 $2 \text{k}\Omega$ 的固定电阻和一个 $20 \text{k}\Omega$ 的多圈电位器组成。

③ 计算共模抑制比和共模电阻。

制作在同一芯片上的两个集成运放, 其共模抑制比很接近, 两运放的 CMRR_C 按误差 5% 估计, 差动放大电路的共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{\text{CMRR}_{C1} \times \text{CMRR}_{C2}}{\text{CMRR}_{C1} - \text{CMRR}_{C2}} = \frac{19952.6 \times 19952.6 \times 0.95}{19952.6 - 19952.6 \times 0.95} = 111.6 \text{dB}$$

TL082/F082 的输入级为场效应晶体管, 其输入电阻 r_{id} 极高, 数量级为 $10^{12} \Omega$ 。运放本身的共模电阻按 $r_c = r_{id} = 10^{12} \Omega$ 计算, 同相并联差动放大器的差模电阻 $r_{id} = 2r_c = 2 \times 10^{12} \Omega = 2 \times 10^6 \text{M}\Omega$ 。

电路的共模阻抗为

$$Z_{ic} = R_{ic} \geq \frac{1}{2} r_c = \frac{1}{2} \times 10^{12} \Omega = 5 \times 10^5 \text{M}\Omega$$

由以上运算可以看出, 电路的共模抑制比和差动输入阻抗都满足设计要求。还可以看出同相并联差动放大器具有下列优点和缺点:

优点:

- ① 增益调节方便。
- ② 不需要电阻精密匹配。这是同相串联差动放大器所做不到的。

缺点:

① 对于同相并联组合电路, 它按 1:1 的比例把输入端的共模信号传递到输出端。这是很多负载所不允许的, 但在同相串联组合中, 电路输出的共模电压几乎为零。

② 因为基本同相并联差动放大器为双端输入 - 双端输出形式, 即输出是“浮地”的, 所以对于接地负载它不能工作。

第四节 仪用放大器

仪用放大器属于双端输入 - 单端输出的差动放大器, 它广泛用于传感器输出信号的放大器和仪器仪表电路中, 在测量领域中也常常使用。它是高输入阻抗差动放大器。

一、仪用放大器的工作原理

由于基本同相并联差动放大器存在前述缺点, 限制了电路的应用。因此, 必须对电路进行改进, 即把双端输入 - 双端输出的模式改为双端输入 - 单端输出的模式, 使它切断共模信号的传递而适应接地负载的需要。改进电路的方法是, 把基本同相并联差动放大器 (见图 1.10) 和基本差动放大器 (见图 1.4) 简单串联, 就成为仪用放大器, 如图(1.12) 所示。它们相互取长补短, 使组合后的电路具有输入阻抗高、增益调节方便、漂移相互补偿、输出不会有共模信号等一系列优点, 但代价是, 多用一个运算放大器, 共模抑制能力就会下降。

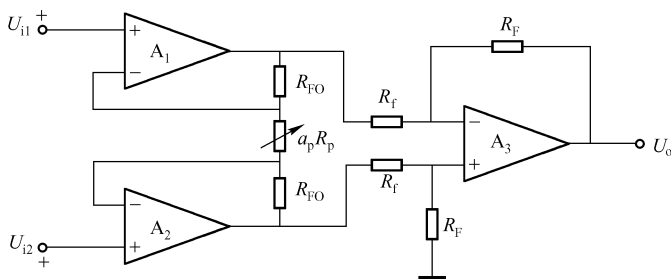


图 1.12 仪用放大器

不难证明, 仪用放大器电路的理想闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_{i2} - U_{i1}} = \left(1 + \frac{2R_{FO}}{a_p R_p}\right) \frac{R_F}{R_f} \quad (1.19)$$

共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{A_{F12} \text{CMRR}_3 \times \text{CMRR}_{12}}{A_{F12} \text{CMRR}_3 \times \text{CMRR}_{12}} \quad (1.20)$$

若 $\text{CMRR}_{12} \gg A_{F12} \text{CMRR}_3$, 则式 (1.20) 可近似为

$$\text{CMRR} \approx A_{\text{F12}} \text{CMRR}_3 \quad (1.21)$$

式中, A_{F12} 和 CMRR_{12} 分别为 A_1 和 A_2 组成的前置放大器和理想闭环增益和共模抑制比, 由式 (1.15) 和式 (1.17) 确定; CMRR_3 为 A_3 组成的输出级的共模抑制比, 由式 (1.5) 确定。

注意: 用 R_p 调节仪用放大器的增益 A_F 是非线性的。

仪用放大器也常称为测量放大器、数据放大器。

二、仪用放大器设计方法

① 选用运算放大器。仪用放大器常用于数据放大, 因此运放组件的选用必须选择高精度低漂移运算放大器, 漂移和噪声非常低, 增益和共模抑制比非常高, 这样才能保障设计电路的质量。

② 设计的前置级 (由 A_1 和 A_2 组成的差动电路) 的增益要高。

③ 仪用放大器的主要问题是提高共模抑制比, 输出级的增益较低, 这对 CMRR_3 不利, 必须提高电阻匹配精度, 这是互相矛盾的, 应使二者兼顾。

④ 若需要仪用放大器的增益可调, 可运用公式 $A_F = [1 + 2R_{\text{FO}}/(a_p R_p)] R_F/R_f$, 确定 R_p 的调节范围。

⑤ 估算电路的共模抑制比 CMRR , 如不合适, 需重新设计。

⑥ 估算电路的输入电阻 R_{id} , 如不合适, 需重新设计。

三、设计举例

1. 设计要求

设计一个仪用放大器, 要求闭环增益 $A_F = 10 \sim 100$, 输入阻抗 $Z_{\text{id}} \geq 100\text{M}\Omega$, 共模抑制比 $\text{CMRR} \geq 100\text{dB}$ 。

2. 设计步骤

(1) 设计电路图如图 1.13 所示, 可选用高精度运算放大器 AD508L 或 FC72。AD508L 为美国模拟器件公司 (Analog Devices Inc.) 产品, FC72 为国产, 二者的电路结构、性能基本相同, 均为第三代产品。

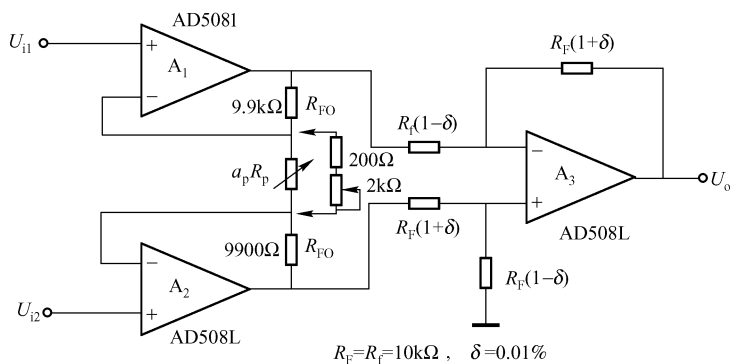


图 1.13 仪用放大器设计电路

本例选用 AD508L, 其直流开环增益 $A_o = 140\text{dB}$, 共模抑制比 $\text{CMRR}_C = 110\text{dB}$ 。

令输出级 A_3 的闭环增益 $A_{F3} = 1$, 即 $R_F/R_f = 1$, 选 $R_F = R_f = 10\text{k}\Omega$ 。

由 A_1 和 A_2 组成的前置级的增益, 即为仪用放大器的增益 $A_F, A_F = A_{F12} = 1 + 2R_{F0}/(a_p R_p) = 10 \sim 100$ 。

由 A_{Fmin} 得 $R_{pmax} = 2R_{F0}/(A_{Fmin} - 1)$, 选 $R_{F0} = 9900\Omega$, 则

$$R_{pmax} = \frac{2 \times 9900}{10 - 1} \Omega = 2200\Omega$$

同理, 得

$$R_{pmin} = \frac{2R_{F0}}{A_{Fmax} - 1} = \frac{2 \times 9900}{10 - 1} = 200\Omega$$

实际的 R_p 应由 200Ω 的固定电阻和 $2\text{k}\Omega$ 电位器组成。

(2) 估算电路的共模抑制比 CMRR

前置级的共模抑制比为

$$\text{CMRR}_{12} = \frac{\text{CMRR}_1 \times \text{CMRR}_2}{\text{CMRR}_1 - \text{CMRR}_2}$$

AD508L 的 $\text{CMRR}_C = 110\text{dB} = 316228$ 。共模抑制比按 5% 误差估计, 则

$$\text{CMRR}_{12} = \frac{316228 \times 316228 \times 95\%}{316228 - 316228 \times 95\%} = 6008328 = 135.6\text{dB}$$

输出级的共模抑制比为

$$\text{CMRR}_3 = \frac{\text{CMRR}_{C3} \times \text{CMRR}_{R3}}{\text{CMRR}_{C3} - \text{CMRR}_{R3}}$$

CMRR_{C3} 为运放 A_3 本身的共模抑制比, 即 $\text{CMRR}_3 = 110\text{dB}$ (设计给定值) $= 316228$; CMRR_{R3} 为 A_3 电路电阻不完全匹配的外电路共模抑制比 (选用 $\delta = 0.01\%$ 的电阻), 即

$$\text{CMRR}_{R3} \approx \frac{1 + A_{F3}}{4\delta} = \frac{1 + 1}{4 \times 0.01\%} = 5000$$

所以

$$\text{CMRR}_{R3} \approx \frac{316228 \times 5000}{316228 + 5000} = 4922$$

最后可得仪用放大器电路的共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{A_{F12} \text{CMRR}_3 \times \text{CMRR}_{12}}{A_{F12} \text{CMRR}_3 + \text{CMRR}_{12}} = \frac{100 \times 4922 \times 6008328}{100 \times 4922 + 6008328} = 454932 = 113\text{dB}$$

注意: 若选用精变为 0.01% 的电阻 (即 $\delta = \pm 0.01\%$), 经估算, 仪用放大器的共模抑制比一般是符合设计要求的。但误差为 $\pm 0.01\%$ 的电阻不易购置, 只是在非常需要的情况下, 建议选购 RX11-6 型精密绕线电阻, 它的误差为 $\pm 0.01\%$ 。

如若降低 A_3 的匹配电阻要求, 选用 0.1% 误差的电阻, 需增加 A_{F3} 的值, 如使 $A_{F3} = 14$ 。此时, 由于 A_3 的电阻不完全匹配产生的共模抑制比为

$$\text{CMRR}_{R3} = \frac{14 + 1}{4 \times 0.1\%} = 3750$$

A_3 组成的电路的共模抑制比为

$$\text{CMRR}_{R3} \approx \frac{316228 \times 3750}{316228 + 3750} = 3706$$

仪用放大器电路的共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{100 \times 3706 \times 6008328}{100 \times 3706 + 6008328} = 349069 = 111 \text{ dB}$$

基本可满足设计要求。

若使 $A_{F3} = 14$ ，可选 $R_f = 1 \text{ k}\Omega$ 和 $R_F = 14R_f = 14 \text{ k}\Omega$ 的误差为 0.1% 的电阻。

(3) 估计仪用放大器的差动输入电阻 R_{id} 和共模输入电阻 R_{ic}

AD508L 均未给出 r_{id} 和 r_{ic} 。双端输入差动放大器的输入电阻为

$$r_{id} \approx \frac{52 \text{ mV}}{I_b}$$

其中， I_b 为输入偏流，AD508L/FC72 的输入偏流 $I_b \leq 30 \text{ nA}$ ，故有

$$r_{id} \approx 52 \text{ mV} / 30 \text{ nA} = 1.733 \text{ M}\Omega$$

差动输入级的共模输入电阻为

$$r_c \geq 100r_{id} = 100 \times 1.733 \text{ M}\Omega = 173.3 \text{ M}\Omega$$

故仪用放大器电路的差动输入电阻为

$$R_{id} \approx 2r_c = 2 \times 173.3 \text{ M}\Omega = 346.7 \text{ M}\Omega$$

电路的共模输入电阻为

$$R_{ic} \approx \frac{1}{2}r_c = \frac{1}{2} \times 173.3 \text{ M}\Omega = 86.7 \text{ M}\Omega$$

符合设计要求。

第五节 增益线性调节的差动运算放大器设计

可调增益基本差动放大器、可调增益高输入阻抗串联差动放大器、可调增益基本同相并联差动放大器和可调增益高输入阻抗差动放大器等，它们的增益调节特性都是非线性的，因此无法从电位器的滑动触头的位置直接读取增益值，使用起来不够方便。

如果差动运算放大器电路的增益能线性调节，就能通过电位器的线性刻度直接读取增益，这无疑具有实用价值。

一、设计步骤

增益线性调节差动运算放大器的设计电路如图 1.14 所示，其设计步骤如下：

① 将仪用放大器的前置级 A_1 和 A_2 改成差动电压跟随器，把差模输入信号和共模输入信号 1:1 地送到输出级 A_3 。它仅起隔离作用。

② 增加一个反相器 A_4 ，把它置于输出级 A_3 的反馈电路中。 A_4 反馈信号送到 A_3 的同相端，以保证输出级的负反馈性质。

③ 增益调节电位器 R_p 作为 A_4 的输入电阻，改变 R_p 就能线性调节输出级 A_3 的增益，从而实现整个电路的增益线性调节任务。

下面简要介绍增益线性调节差动运算放大器的输出表达式。

对于 A_3 ，利用米尔曼定理求出同相端的电位 U_{+3} 的表达式，再利用分压原理求出反相端电位 U_{-3} 的表达式。由于 $U_{+3} = U_{-3}$ 可求出电路的闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U}{U_{i2} - U_{i1}} = \frac{RF}{R_i R_{FO}} a_p R_p$$

可见 $A_F \propto a_p$ 。

二、增益线性调节差动运算放大器设计举例

1. 设计要求

试设计一个增益线性可调差动放大器电路，要求 $A_F = 1 \sim 100$ 。

(1) 设计电路（如图 1.14 所示）

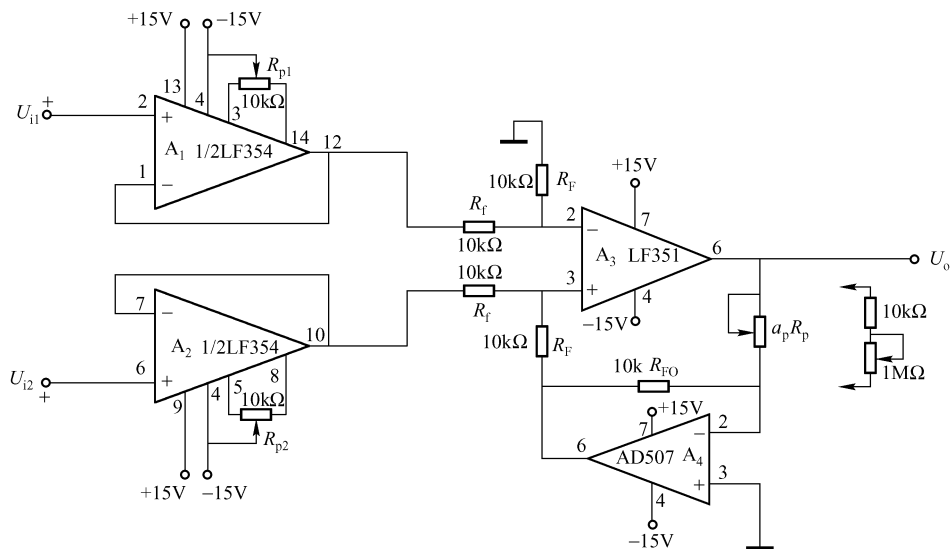


图 1.14 增益线性调节差动运算放大器设计电路

(2) 选择运算放大器组件

由于 A_1 和 A_2 为跟随器，应选用带宽和上升速率高一些的运算放大器，本例选用 LF354/F354。

A_4 位于 A_3 的反馈回路中，故其带宽应比 A_3 宽，以避免输出级产生振荡。本例中， A_3 选用 LF351/F351， A_4 选用 AD507/F507。

$A_1 \sim A_4$ 与本例相关的主要参数如下：

① A_1/A_2 应选用双运放，以保证 A_1 与 A_2 的共模抑制比尽量接近相等。这里选用 LF354，为双宽带运算放大器，其增益带宽乘积 $GB = 4\text{MHz}$ ，差模电压增益 $A_{vd} = 25000$ ，共模抑制比 $CMRR_C = 80\text{dB}$ ，输入电阻 $r_{id} = 10^{12}\Omega$ ，转换速率 $SR = 13\text{V}/\mu\text{s}$ ，具有调零端。

② A_3 选 LF351，为单宽带运算放大器，其参数同 LF354/F354，也具有调零端。

③ A_4 选 AD507K/F507K， $GB = 100\text{MHz}$ ， $A_{vd} = 150000$ ， $CMRR_C = 100\text{dB}$ ， $r_{id} = 300\text{M}\Omega$ ， $R_{ic} = 1000\text{M}\Omega$ ， $SR = \pm 35\text{V}/\mu\text{s}$ 。

(3) A_1 与 A_2 组成前置级差动电路，采取 R_{p1} 与 R_{p2} 调零技术。

(4) 为了减少电阻种类，选用 $R_f = R_F = R_{FO} = 10\text{k}\Omega$ 。此时，电路的增益为

$$A_F = \frac{R_F}{R_F R_{Fo}} = a_p R_p = \frac{10^4}{10^4 \times 10^4} = a_p R_p = 10^{-4} a_p R_p$$

即电路增益完全由增益调节电位器 $a_p R_p$ 决定, 选用 R_p 为线性 $1\text{M}\Omega$ 电位器。

当 $A_{F\min} = 10^{-4} A_{p\min} R_p = 10^{-4} A_{p\min} \times 10^6 = 100 a_{p\min} = 1$ 时, $A_{p\min} = 0.01$; 当 $A_{F\max} = 10^{-4} A_{p\max} R_p = 10^{-4} A_{p\max} \times 10^6 = 100 a_{p\max} = 100$ 时, $A_{p\max} = 1$ 。

$a_p R_p$ 的最小电阻为 $1\text{M} \times 0.01 = 10\text{k}\Omega$; $a_p R_p$ 的最大电阻为 $1\text{M} \times 1 = 1\text{M}\Omega$ 。

因此, 实际的增益调节电位器应该用一个 $10\text{k}\Omega$ 固定电阻和一个 $1\text{M}\Omega$ 的电位器串联组成 R_p 。当电位器 R_p 滑动触点向下滑动短路时, $A_F = 10^{-4} \times 10^4 = 1$; 当电位器 R_p 滑动触点向上滑动至 $a_p = 1$ 时, $A_F = 10^{-4} \times (10^6 + 10^4) = 101$ 。符合 $A_F = 1 \sim 100$ 的要求。

2. 调试

将 A_1 的输入端接地, 用 $4\frac{1}{2}$ 位数字电压表接 A_1 的输出端, 调节调零电位器 R_{p1} , 使输出尽量接近于零; 再将 A_2 的输入端接地, 用 $4\frac{1}{2}$ 位数字电压表接 A_2 的输出端, 调节调零电位器 R_{p2} , 使 A_2 的输出尽量接近于零。

第六节 Rail-to-Rail 运算放大器 MAX492/MAX494/MAX495 的设计与应用电路

什么是 Rail-to-Rail? Rail-to-Rail 直译为“轨至轨”。它是日本莫托罗拉公司新型运算放大器的注册商标, 由于性能优良, 不少电子厂商都生产这种产品。以后就把这种运放或比较器叫做 Rail-to-Rail 运放或 Rail-to-Rail 比较器了。对于单电源运放或比较器, 其输出电压的双峰值接近于电源电压, 输入电压的双峰值可以略高于电源电压, 亦即满幅值输入满幅值输出。为便于理解, 我国的一些学者把“Rail-to-Rail”译成“满幅值输出”, 把 Rail-to-Rail 运放或比较器叫做满幅输出运放或比较器。

Rail-to-Rail 运放是新型器件, 其性能优良, 在电池设备或低压设备中应用广泛。这些运算放大器应用电路的设计与一般的通用放大器基本相同, 但也有不同的特点, 设计和使用时应注意。

一、低功耗单电源 Rail-to-Rail 运放 MAX492/MAX494/MAX495 的设计要素

MAX492/MAX494/MAX495 具有广阔的动态范围、较低的供电电压、很低的供电电流等优良的性能, 是电池供电设备和低压供电设备的理想选择器件。

现把它们的引脚排列、电路特性和设计应考虑的因素介绍如下, 供设计、应用电路时参考。

1. MAX492/MAX494/MAX495 的引脚排列

MAX495 是单运放, MAX492 是双运放, MAX494 是四运放, 它们的引脚排列如图 1.15 所示, 它们的性能完全相同。

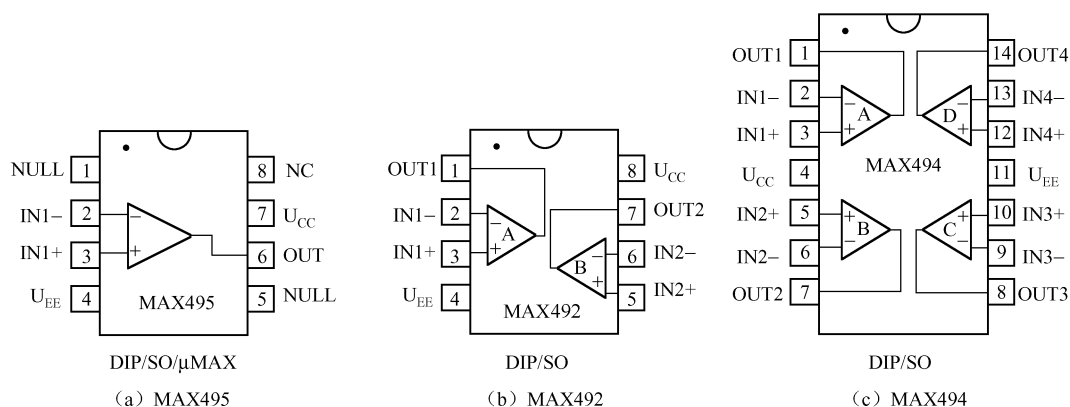


图 1.15 MAX492/MAX494/MAX495 的引脚排列

2. MAX492/MAX494/MAX495 的特性

- 低电压单电源工作（+2.7 ~ +6V）；
- 满幅值输入共模电压范围；
- 满幅值输出振幅；
- 增益-带宽乘积为 500kHz；
- 稳定的单位增益；
- 最大静态电流 150 μ A；
- 对过驱动输入不反相；
- 失调电压 200 μ V；
- 高的电压增益（108dB）；
- 高共模抑制比 CMRR（90dB）和高电源抑制比 PSRR（110dB）；
- 驱动 1k Ω 负载（即负载的阻值需 1k Ω 以上）；
- 驱动大的容性负载。

3. 相关设计知识

（1）MAX492/MAX494/MAX495 的频率响应

MAX492/MAX494/MAX495 的频率响应主要介绍增益、相移与频率的关系（如图 1.16（a）、（b）所示）和电源抑制比与频率的关系（如图 1.16（c）所示）。

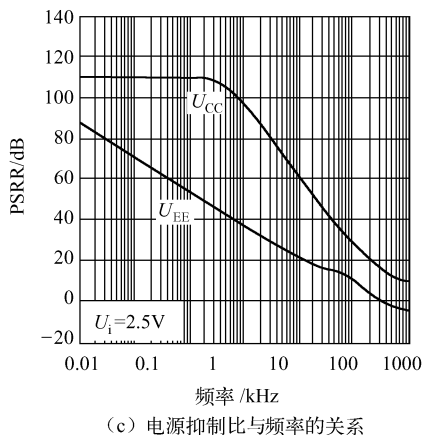
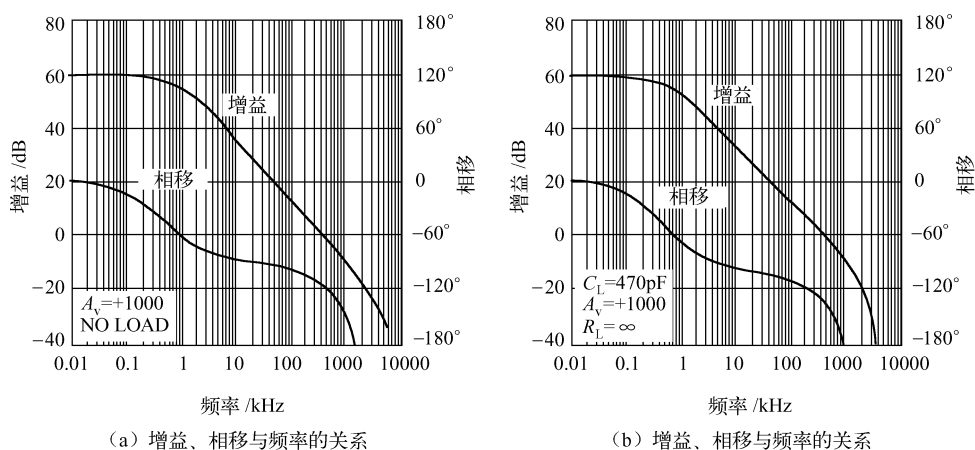
从图 1.16（a）、（b）可以看出，信号的频率在 10 ~ 300Hz，电路的增益为 60dB（1000 倍）。因此，设计电路时，欲要较高的增益，信号的频率应小于 1kHz，否则，随着频率的增加，电路的增益将大大下降；相移只是在 30Hz 以下才为零。

由图 1.16（c）可见，在信号小于 1kHz 时，电路的电源抑制比为 110dB，是较理想的。随着频率的增加，抑制比将急剧下降。

因此，设计电路时，必须注意电路的频率响应对增益、相移和电源抑制比的影响。

（2）输出电压对大信号增益的影响

图 1.17 所示是大信号增益对输出电压的关系曲线。其中图（a）、（b）所示是增益和压差（ $U_{CC} - U_o$ ）的关系曲线， $U_{CC} - U_o = 300 \sim 600\text{mV}$ ，亦即 $U_o = 5.4 \sim 5.7\text{V}$ 时其增益才最大；图（c）、（d）所示是增益和输出 U_o 的关系曲线，输出电压为 350 ~ 600mV 时电路的增益最大。



注: $I_A + 25^\circ\text{C}$, $U_{CC} = 5\text{V}$, $U_{EE} = 0\text{V}$, 除非另有说明。

图 1.16 MAX492/MAX494/MAX495 的频率响应

注意: 图 (a)、(b) 中的负载 R_L 为从输出到地 (U_{EE}); 图 (c)、(d) 中的负载 R_L 为从输出到 U_{CC} 。

(3) 输入与输出

MAX492/MAX494/MAX495 的输入共模电压可以超出正、负电压 0.25V , 即共模输入信号的范围为 $(U_{EE} - 0.25\text{V}) \sim (U_{CC} + 0.25\text{V})$ 时, 电路仍具有良好的共模抑制比。虽然它们的输出信号下降一些, 但信号并不反相或阻塞。因此, MAX492/MAX494/MAX495 可在共模信号高于电源电压的应用中使用而不会产生普通运放出现的问题。

MAX492/MAX494/MAX495 的输出电压振幅在负载为 $100\text{k}\Omega$ 时, 与电源相差在 50mV 之内, 即输出电压的最小幅值 $U_{o-p(\min)} = (U_{CC} - 50\text{mV})/2$ 。运放的振幅增加了信号的动态范围, 主要应用于低电压领域。

图 1.18 所示是 MAX492/MAX494/MAX495 在单电压 $+3\text{V}$ 下接成单位增益同相缓冲器的输入/输出波形。输入信号为 1kHz 双峰值为 3V 的正弦信号, 输出信号的峰-峰值约为 2.95V 。从曲线中很难看出输出与输入的差别, 可见比用通用运算放大器组装的电压跟随器的跟随特性要好得多。

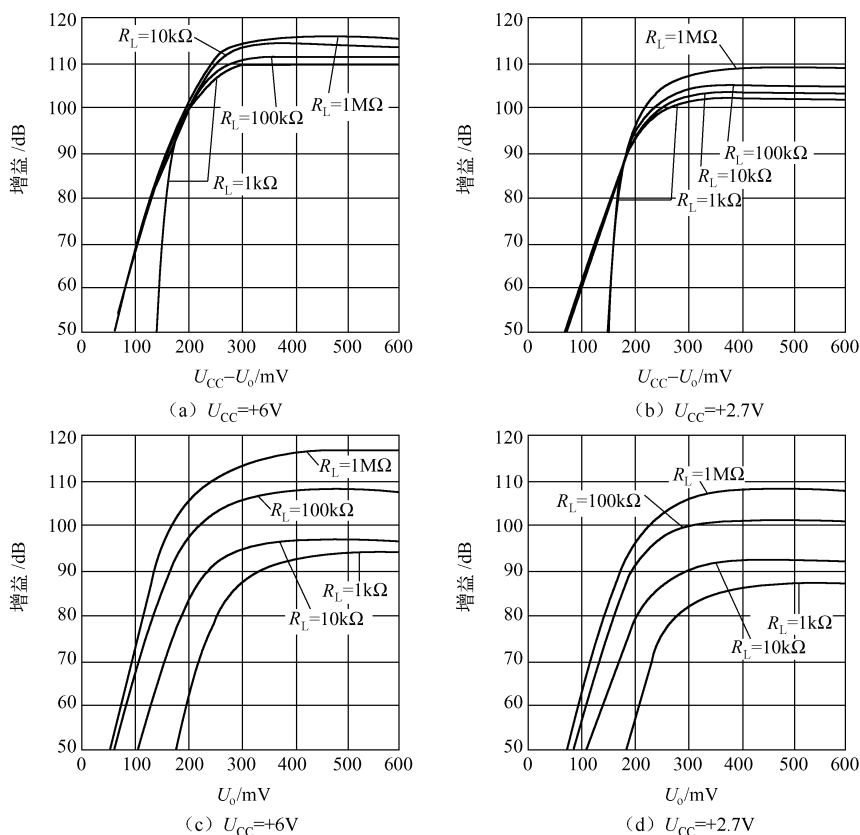


图 1.17 大信号增益与输出电压的关系

(4) 输入失调电压的调节

MAX492/MAX494/MAX495 的输入失调电压在 25°C 时最大为 $500\mu\text{V}$ 。输入失调电压调零电路如图 1.19 所示 (仅限于 MAX495, MAX492/MAX494 无失调调节端子)。

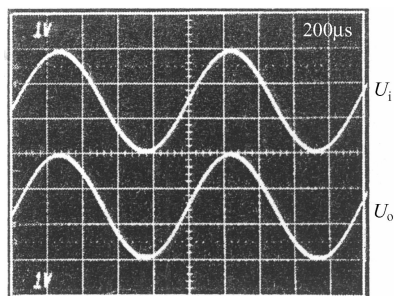


图 1.18 单位增益同相缓冲器的输入/输出波形 ($U_{CC} = +3V$, $U_{EE} = 0V$)

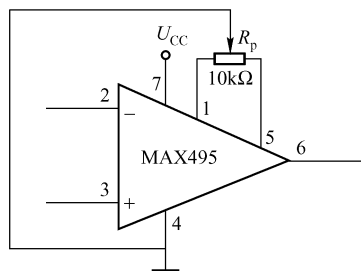
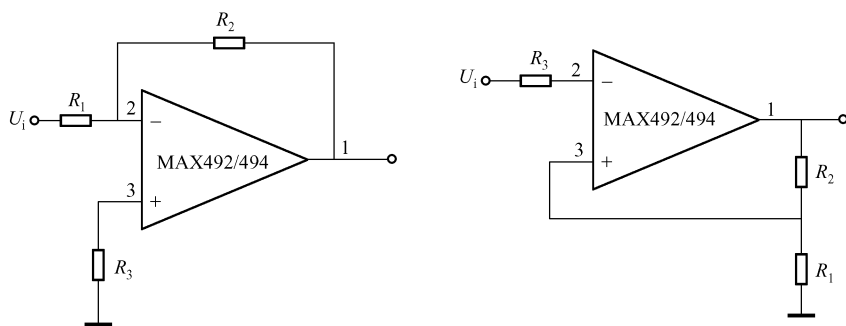


图 1.19 MAX495 输入失调电压调零电路

将 $10k\Omega$ 电位器 R_p 的固定端子接于 1 脚与 5 脚之间, 中间滑动触头接 U_{EE} 端, 调节范围为 $\pm 6mV$ 。

(5) 减小偏置电流引起的失调误差

MAX492/MAX494/MAX495 的偏流典型值小于 $50nA$ 。为了减小偏流流经外部电阻所产生的失调误差, 需按图 1.20 (a)、(b) 匹配等效电阻 R_3 , 使 $R_3 = R_1 // R_2$ 。

图 1.20 减小偏流失调误差的等效电阻 (R_3) 电路

(6) 输出端的负载和稳定性

若 MAX492/MAX494/MAX495 单运放的静态电流小于 $15\mu\text{A}$, 那么它们均能适应于 $1\text{k}\Omega$ 以上的负载并保持一定的直流精度。一般来说, 它们能驱动重电容负载并具有一定的稳定性, 这也是 CMOS Rail-to-Rail 运放的另一主要优点。

在运放电路中, 驱动大电容负载, 将增加电路振荡的可能性。

运放的输出阻抗和电容负载形成了一个 RC 网络, 这就附加了对回路响应的一个极点并导致了相位滞后。如果极点的频率足够低, 当驱动大的电容负载时, 电路的相位裕度降低了, 其结果不是使脉冲响应衰减, 就是使电路振荡。

在某些条件下, 例如, 图 2.21 中, 电容性负载并联电阻性负载的稳定区域中的负载电阻阻值为 $1 \sim 2\text{k}\Omega$ 和 $30 \sim 100\text{k}\Omega$ 时, MAX492/MAX494/MAX495 能驱动超过 1000pF 的电容负载。当供给运放的电流接近 $100\mu\text{A}$ 时, 驱动电容负载将会出现不稳定的最大电位, 在这种情况下, 运放的输出端最大只能接 400pF 的电容才能保持电路的稳定性。

图 1.22 所示是 MAX492 电压跟随器接 1000pF 纯电容负载的输入/输出波形 ($R_L = \infty$)。从图中可以看出, 输出脉冲的上升沿与下降沿均有不大的过冲衰减振荡。

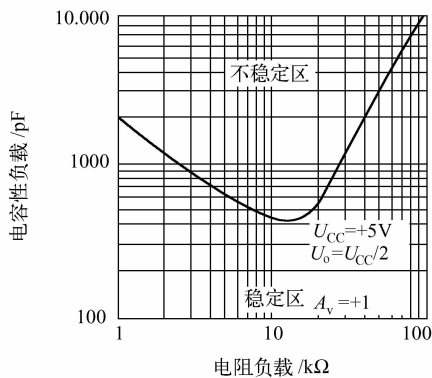


图 1.21 电容性负载并联电阻性负载的稳定区域

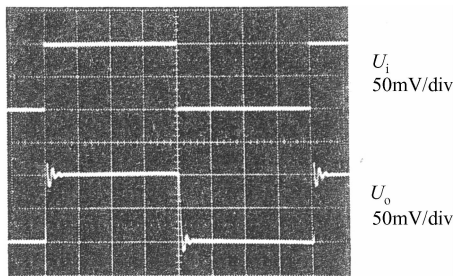
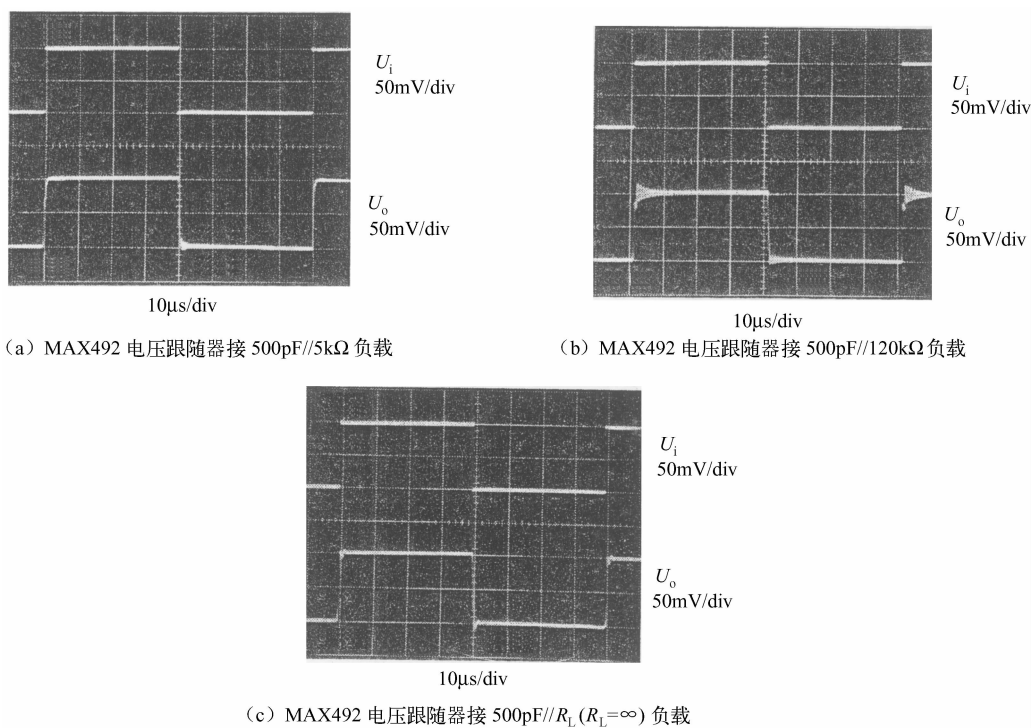
图 1.22 MAX492 电压跟随器接 1000pF 纯电容负载的输入/输出波形 ($R_L = \infty$)

图 1.23 所示是 MAX492 电压跟随器接 $C_L // R_L$ 负载的波形。可以看出, 由于电容负载降至 500pF , 比 1000pF 的输出波形产生的过冲衰减振荡要小得多。

图 1.23 MAX492 电压跟随器接 $C_L//R_L$ 负载的输入/输出波形

前面几个是电路负载电容为 500pF 和 1000pF 的情况。若负载电容达到 10000pF 会怎样呢？图 1.24 (a) 所示为其输出脉冲的波形，上升沿与下降沿产生严重的过冲衰减振荡。为了克服这种现象，可在跟随器的输出端与负载电容 C_L 之间串联一个电阻 R_s ，将 C_L 与输出端进行隔离，因此 R_s 叫做隔离电阻，电路如图 1.25 所示。该电路能改善电路的相位裕度和频率的稳定性。

图 1.24 (a) 为无隔离电阻 R_s 的波形，其中， $C_L=10000\text{pF}$ ， $R_L\geq 100\text{k}\Omega$ ；图 1.25 (b) 为电路加接隔离电阻的波形，可以看出，波形比图 (a) 的波形明显得到改善。

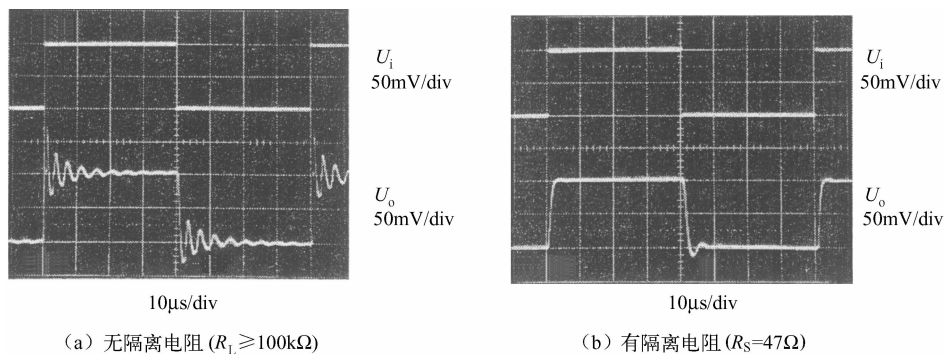
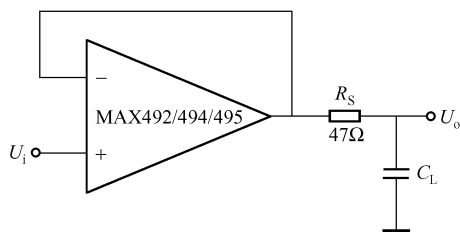


图 1.24 MAX492 电压跟随器驱动 10000pF 电容的输入/输出波形

图 1.25 具有隔离电阻 R_S 的跟随器电容负载驱动电路

由于 MAX492/MAX494/MAX495 具有优良的稳定性,除了某些需求外,电路可不接隔离电阻,因为 R_S 能降低电路的低频性能,此时不接 R_S 有利。

(7) 大信号的瞬态响应

图 1.26 所示为 MAX492/MAX494/MAX495 组成 $A_v = \pm 1$ 放大器的大信号输入/输出波形。图 (a)、(b) 是输入信号频率为 5kHz、幅值为 2V 的方波;输出信号亦为幅值近 2V 的方波,可以看出,它不是理想的方波,上升沿的上升时间和下降沿的下降时间约为 $40\mu s$,尽管如此,比其他类型放大器的效果要好得多,输出波形还是较好的。

随着输入信号频率的增加,其输出方波的波形产生较大的失真。当输入信号的频率增至 100kHz 时,如图 (c)、(d) 所示,放大倍数 $A_v = \pm 1$ 的放大器的输出波形明显变坏。因此,设计电路时,应注意输入信号的频率不应太高,一般来说,信号频率小于 10kHz 时,输出信号不会产生过大的失真。

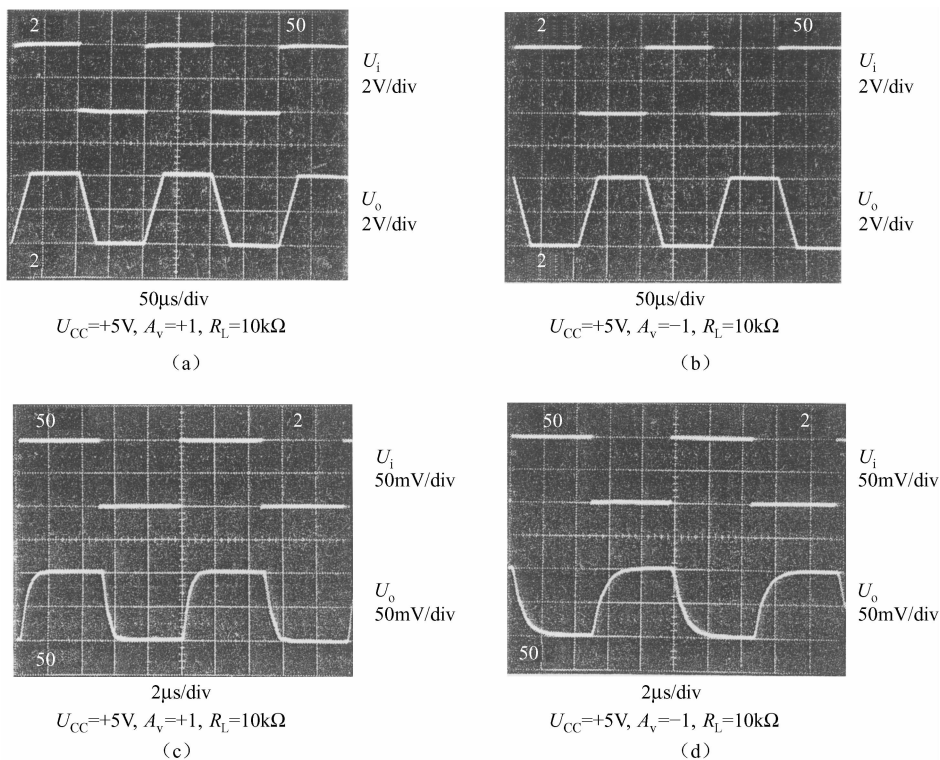


图 1.26 大信号的瞬态响应

(8) 电源及其设置

MAX492/MAX494/MAX495 用单电源时, 其电压为 $2.7 \sim 6\text{V}$; 用双电源时, 其电压为 $\pm 1.35 \sim \pm 3\text{V}$ 。对于单电源, 需要在电源正端与地之间接 $1\mu\text{F} // 0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容组合; 双电源时, 每个电源端均应对地接 $1\mu\text{F} // 0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容。 $1\mu\text{F}$ 可用电解电容, $0.1\mu\text{F}$ 需用陶瓷电容, 它用于滤除噪声。

良好的电源设置, 在运放的输入端和输出端均能降低寄生电容, 从而改善电路的性能。为降低寄生电容, 应使印制板的铜箔和元器件间的引线最短, 外接元器件应尽量靠近运放的引脚。

二、应用电路

由 Rail-to-Rail 运放 MAX495 组成的缓冲器用于驱动 A/D 转换器的电路如图 1.27 所示。MAX187 为低功率、串行输出 12bit 的 A/D 转换器, 电源电压为 5V , 具有关断功能 ($\overline{\text{SHDN}} = 0$ 时关断) 和精确的参考电压输出 ($U_{\text{REF}} = 4.096\text{V}$)。

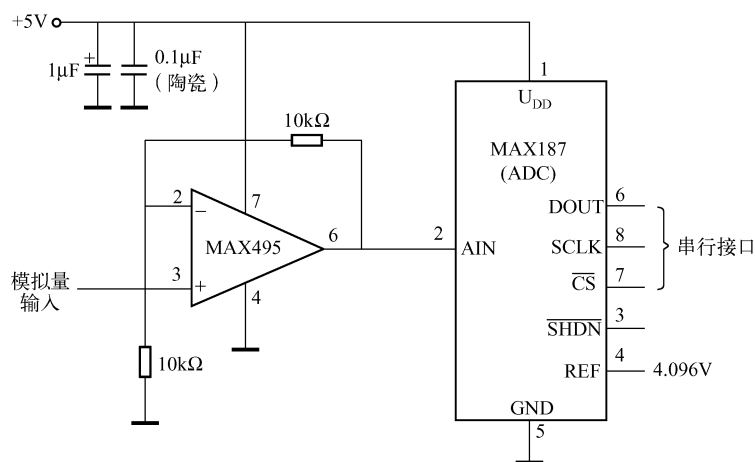


图 1.27 MAX495 缓冲器驱动 A/D 转换器电路

第七节 低功耗 MAX4162 ~ MAX4164 Rail-to-Rail 运放

MAX4162/MAX4163/MAX4164 是单/双/四低功耗轨至轨运算放大器, 它们具有特定的带宽, 真正的轨至轨输入/输出。单运放静态电流为 $25\mu\text{A}$, 增益-带宽乘积为 200kHz , 无论驱动什么电容负载都具有稳定的单位增益。其电源可以是单电源 ($+2.7 \sim +10\text{V}$), 也可以是双电源 ($\pm 1.35 \sim \pm 5\text{V}$)。输入共模电压超出单双电源的 250mV 。这些放大器利用专利技术达到了很高的输入共模抑制比而不会像其他轨至轨运放在中等摆幅时呈现非线性。这种专利结构具有高开环增益, 在驱动基本负载时具有较大的输出振幅。

该带宽/功率优良性能组合运放, 单电源工作, 微缩结构轨迹使得它们被应用于便携式设备和其他低压电路上。

一、MAX4162/MAX4163/MAX4164 的引脚排列

MAX4162 有 5 脚 SOT23 封装和 8 脚 SO 封装两种型式；MAX4163 为双运放 8 脚 SO/ μ MAX 封装；MAX4164 为四运放 14 脚 SO 封装。它们的引脚排列如图 1.28 所示。

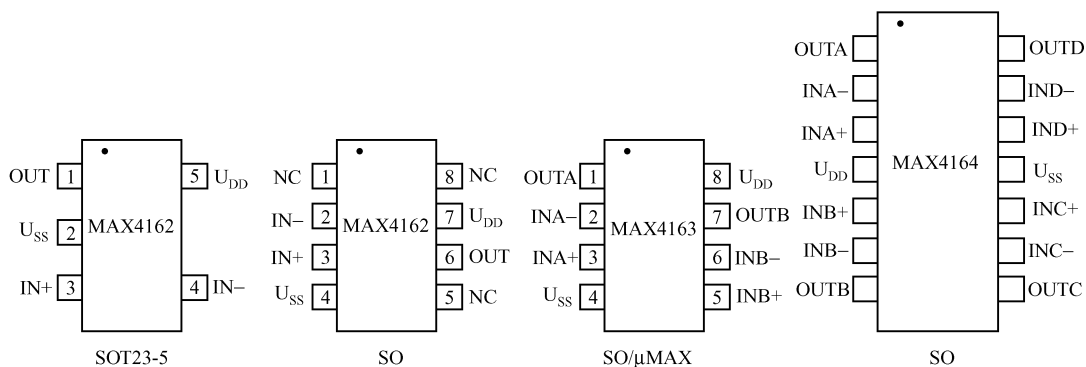


图 1.28 MAX4162/MAX4163/MAX4164 的引脚排列

二、MAX4162 ~ MAX4164 的应用领域

MAX4162 ~ MAX4164 常应用于下列领域：

- 电池电源设备；
- PH 计探针；
- 低功率低压设备；
- 医疗仪器；
- 离子化检测；
- 蜂窝电话等。

三、MAX4162 ~ MAX4164 的特点

- 典型的输入偏流为 1.0pA；
- 特定的 3V 和 5V 单电源工作；
- 输入共模电压范围超过单/双电源为 250mV；
- 轨至轨输出摆幅；
- 增益 - 带宽乘积为 200kHz；
- 单运放静态电流为 25 μ A；
- 优良的 CMRR、PSRR 和线性增益；
- 过电压输入无反相；
- 稳定的单位增益；
- 任一电容负载电路具有稳定性；
- 内部电路具有短路保护。

四、设计要素

1. 轨至轨输入与输出

MAX4162 ~ MAX4164 的共模输入电压高于电源电压 250mV，这就增加了比其他运放甚至包括某些轨至轨运放高得多的动态范围，虽然它们的工作电压最小值规定为 2.7V，但这些器件在电源电压 $U_{DD} = 2V$ 时，其轨至轨满幅输入/输出电压仍可达到典型值 $U_{i(P-P)} \approx U_{o(P-P)} = 2V$ 。但对于中等摆幅的共模抑制比下降或其他轨至轨运放经常遇到的交越非线性，MAX4162 ~ MAX4164 运放也无能为力。

极低的 1.0pA 偏流使得这些器件用于 PH 探头、静电计、离子检测等方面极为理想。它们能防止由于输入信号电压超过电源电压而产生的电路反相或阻塞。这些器件的输出级在频率 1Hz 以下比常规轨至轨运放具有更低的输出阻抗，如图 1.29 所示。这就提供了输出电压的摆幅范围与电源电压之差在 150mV（负载为 1mA）的优良性能。

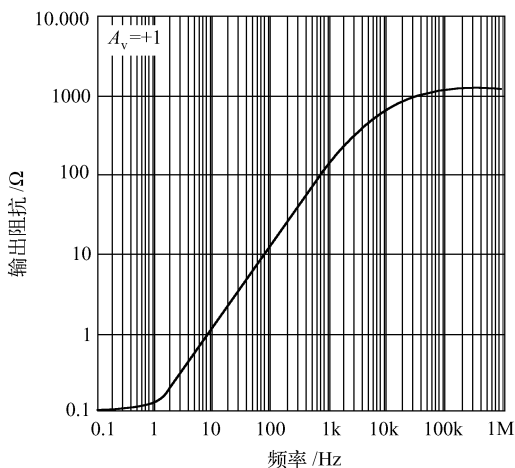


图 1.29 MAX4162 ~ MAX4164 的输出阻抗与信号频率的关系

这些运放具有高开环增益，在驱动基本负载时仍具有较高的输出摆幅。

2. 输出负载及稳定性

电路的静态电流为 25μA，当驱动 1mA 负载时，输出摆幅与电源电压之差在 150mV 之内，由于内部补偿，运放能够驱动任一电容负载而仍保持稳定的单位增益，如图 1.30 所示。

3. 内部电荷泵

MAX4162 ~ MAX4164 内部具有电荷泵，它提供了两个典型的高于满幅值 2V 以上的内部电源。这就使得器件在提供优良的共模抑制比、电源抑制比和线性增益的同时，仍达到真正的轨至轨输入/输出幅值。

电荷泵不需外接元件，而且在大多数应用中能将电能全部传输给内部各电路。

电路在相关应用中有以下两个特性：

- ① 在应用电路中的电荷泵，在运放的输出端能产生少量的 700kHz 开关噪声，噪声的

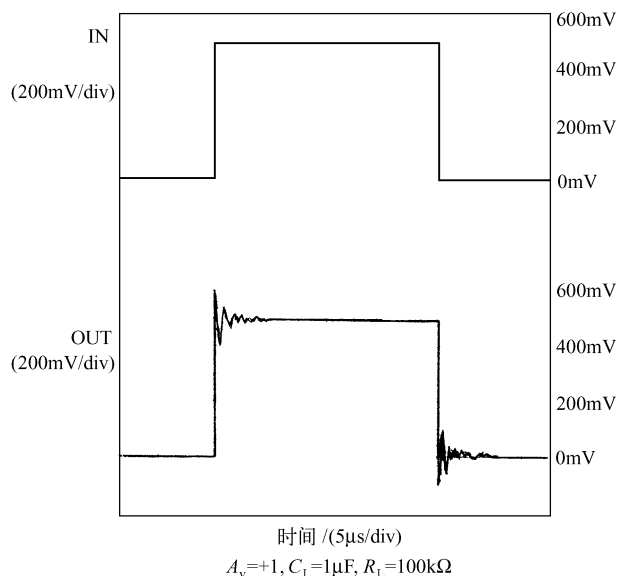


图 1.30 MAX4162 ~ MAX4164 电压跟随器驱动大电容负载的输入/输出波形

幅值典型值为峰-峰值 $100\mu\text{V}$ ，这种噪声与输入信号无关，但和放大器的增益有关，电荷泵的开关频率明显高于运放的 200kHz 带宽，因此在大多数应用中可忽略其开关噪声的影响。

② 电荷泵开启后激励内部电源使之上升至满幅值需要的时间典型值是 $20\mu\text{s}$ 。

以上两特点，在设计特殊应用电路时应关注。

4. MAX4162 ~ MAX4164 电压跟随器驱动电容负载的能力

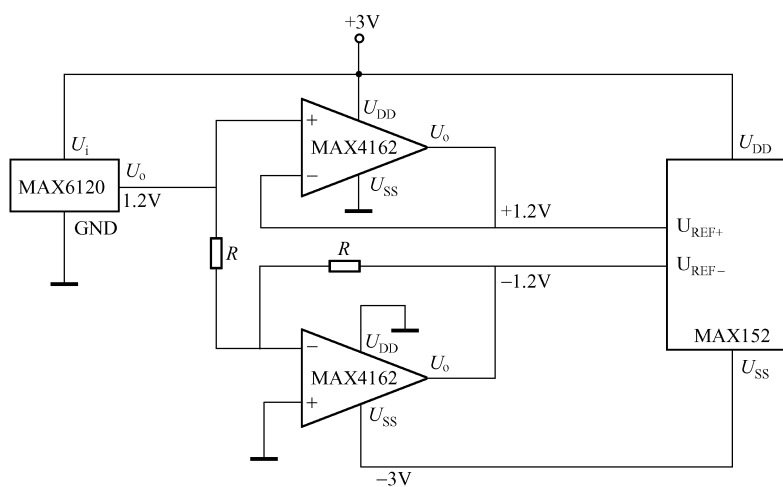
MAX4162 ~ MAX4164 跟随器驱动电容负载的能力较强，图 1.30 是由它们组成的电压跟随器驱动大电容负载的输入/输出波形，其负载电容 $C_L = 1\mu\text{F}$ ($R_L = 100\text{k}\Omega$)，输出方波的上升沿与下降沿有较小的过冲衰减振荡，但对输出波形的影响不是太大。驱动 $1\mu\text{F}$ 电容比第六节介绍的跟随器的驱动容性负载的能力大得多。

5. 电源及其设置

电源及其设置同 MAX492/MAX494/MAX495。

五、应用电路

由微功率轨至轨运放 MAX4162 组成的微功率 $\pm 1.2\text{V}$ 参考电压电路如图 1.31 所示。图中的 MAX6120 为稳压器，是三端器件，其输出电压为 1.2V 。图中上面的 MAX4162 组成电压跟随器电路，输出 $+1.2\text{V}$ ；下面的 MAX4162 组成反相器，增益为 -1 ，即输出 -1.2V 。两个运放提供 $\pm 1.2\text{V}$ 参考源，内阻很低（即 MAX4162 跟随器的输出阻抗），为 MAX152 提供了低内阻的参考源。MAX152 为 8bit A/D 转换器，其功耗很低 ($1\mu\text{A}$)，具有两个参考电压源。

图 1.31 微功率 $\pm 1.2\text{V}$ 参考电压电路

第八节 超低功率单电源运算放大器、比较器、参考电压三合一/运算放大器、比较器二合一集成电路应用

一、器件简介

MAX951/MAX952 是低功耗运算放大器、比较器和参考电压输出的三合一集成电路；MAX953/MAX954 是运算放大器和比较器的二合一集成电路。MAX951/MAX952 的比较器的反转电压输入端接到内部的 $1.20\text{V} \pm 1\%$ 能源参考电源上，而 MAX953/MAX954 没有内部参考电压。

MAX951/MAX952 为 $+2.8 \sim +7\text{V}$ 的单电源，供电电流典型值为 $6\mu\text{A}$ ，而 MAX953/MAX954 也是单电源，供电电压范围为 $+2.4 \sim +7\text{V}$ ，供电电流为 $4\mu\text{A}$ 。这两组器件，共模输入电压范围从限定的电源负值电压延伸到限定的 1.6V 电压，其输出级的摆幅也是轨至轨 (Rail-to-Rail) 形式。

MAX951/MAX953 在内部具有稳定的单位增益补偿。MAX952/MAX954 的带宽典型值为 125kHz ，速率为 66V/ms ，具有 10V/V 以上的稳定增益，这些放大器具有唯一的输出级，使其以超低电流工作并能在负载条件下保持线性，在工作温度范围内，IC 电路展示出良好的 DC 特性和较小的输入误差。

这些器件的输出级能在 40mA 电流下连续工作。比较器内部还有 $\pm 3\text{mV}$ 的迟滞电压，以清除缓慢输入信号波动引起的输出信号的摆动。

二、特点

- 运算放大器、比较器和参考电压输出三合一 8 脚 μMAX 封装 (MAX951/MAX952)；
- $8\mu\text{A}$ 典型的供电电流 (三合一)；
- 轨至轨 (Rail-to-Rail) 输出摆幅；

AD797 是模拟器件公司 (Analog Devices Inc.) 的产品, 它是一种比较理想的前置放大器, 其输入噪声在 $f = 1\text{kHz}$ 时, 仅为 $0.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$; $f = 0.1 \sim 10\text{Hz}$ 时为 $50\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 20kHz 时总谐波失真为 -120dB , 当增益 $A = 10$ 时, 带宽达 8MHz 。全功率带宽为 280kHz ($20\text{V}_{\text{p-p}}$)

时), 转换速率为 $20\text{V}/\mu\text{s}$, 最大输入失调电压为 $80\mu\text{V}$, 输出失调电压漂移为 $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 输出电流可达 50mA 。

AD797 常用于专业级的声频前置放大器、声纳成像系统、超声波前置放大器、地震探测器、光通信光接收器、A/D 与 D/A 转换的缓冲器等领域。

AD797 为 8 脚 IC, 其引脚排列如图 1.34 所示, DIP 塑料封装。

AD797 的应用电路主要有以下几种。

1. AD797 同相/反相放大器电路

AD797 同相/反相放大器电路如图 1.35 所示。该电路用于超低噪声输出, 电路中的各元器件值与电路的增益 A 有关, 表 1.1 给出了它们的电路参数。根据实际应用, 可按表中推荐的元器件值进行设计。

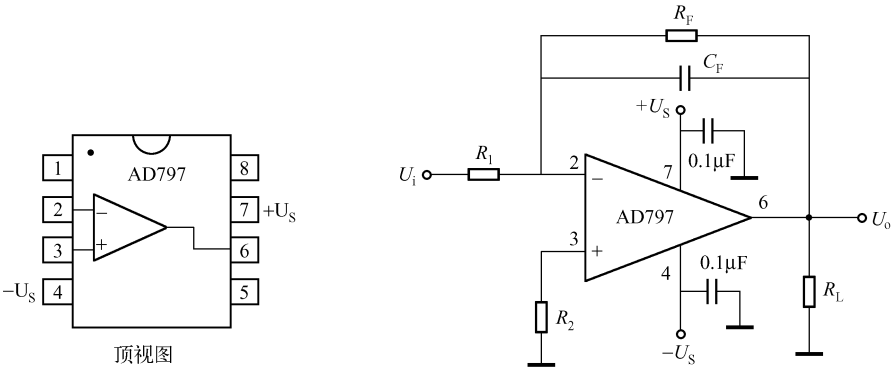


图 1.34 AD797 的引脚排列

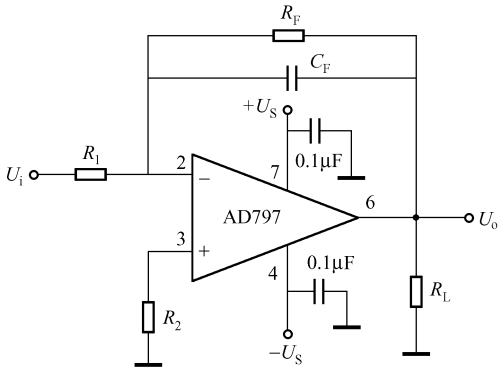


图 1.35 AD797 同相/反相放大器电路

表 1.1 AD797 同相/反相放大器电路的参数

A	R_1/Ω	R_F/Ω	C_F/pF	噪声/ ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)
2	1k	1k	20	3.0
2	300	300	10	1.8
10	37	333	5	1.2
20	18	162	5	1.0
>35	10	$(A-1) \times 10$	5	0.98
-1	1k	1k	≈ 20	3.0
-1	300	300	≈ 10	1.8
-10	150	1500	≈ 5	1.8

AD797 驱动电容性负载的电路如图 1.36 所示。电路的最大驱动能力为 5000pF 。

2. AD797 清除失真的电路

AD797 清除失真的电路如图 1.37 所示。这个电路是超低失真电路。 C_2 为补偿电容, 当 $C_2 = 50\text{pF}$, $A = 10$, $f = 30\text{kHz}$ 时, 其 3dB 带宽达 6MHz 。电路的参数随增益的不同而变化。厂方推荐 AD797 清除失真电路的参数见表 1.2。

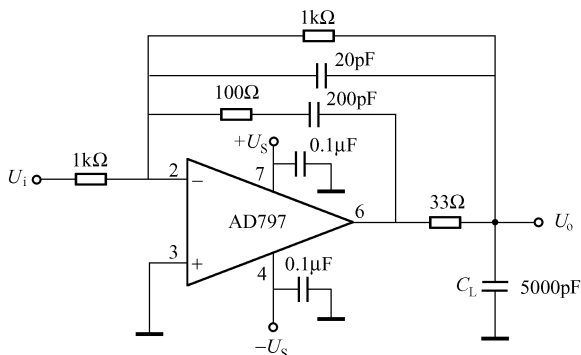


图 1.36 AD797 驱动电容性负载的电路

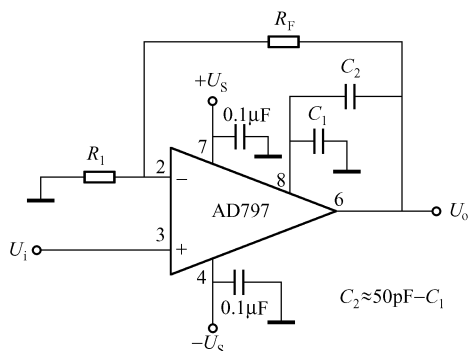


图 1.37 AD797 清除失真的电路

表 1.2 AD797 清除失真电路的参数

A	R_1/Ω	$R_F/k\Omega$	C_1/pF	C_2/pF	3dB 带宽
10	100	0.91	0	50	6MHz
100	10	1	15	33	1.5MHz
1000	10	10	33	15	450kHz

3. 由 AD797 组成的差动放大器

由 AD797 组成的差动放大器电路如图 1.38 所示。该电路能在共模噪声下提取低电平信号，且输出噪声很低，它适用于仪器仪表的前置级放大电路。

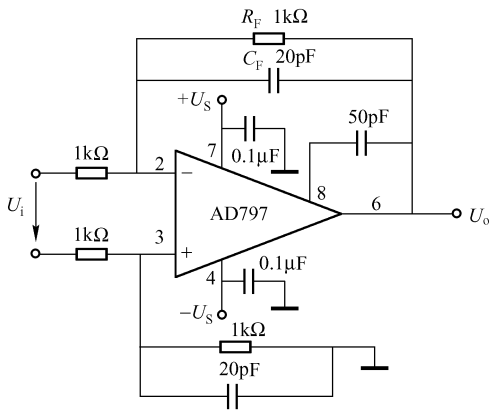


图 1.38 由 AD797 组成的差动放大器电路

4. 由 AD797 和 AD811 组成的仪用输入/输出驱动器

由 AD797 和 AD811 组成的仪用输入/输出驱动器电路如图 1.39 所示。AD797 为前置级，AD811 为驱动级。当 $f = 500\text{kHz}$ 时，总谐波失真为 -90dB ，电路适用于驱动高分辨率的 A/D 电路。

5. 由 AD797 组成的 D/A 缓冲器

由 AD797 组成的 D/A 缓冲器电路如图 1.40 所示，它作为 A/D 转换器的缓冲级来用。

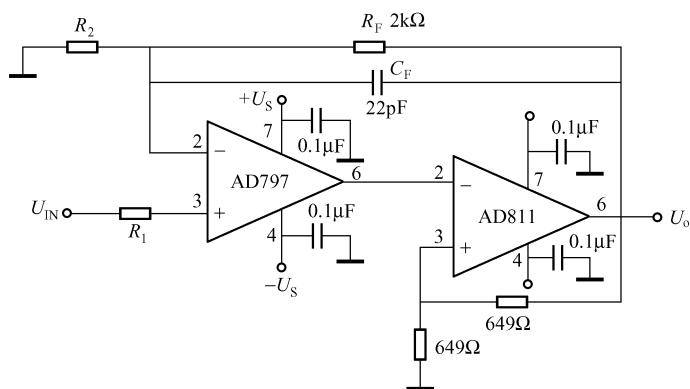


图 1.39 由 AD797 和 AD811 组成的仪用输入/输出驱动器电路

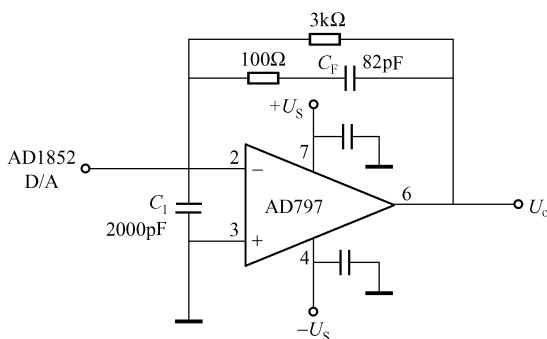


图 1.40 由 AD797 组成的 D/A 缓冲器电路

第十节 高共模电压可调增益差动放大器 AD628

AD628 是模拟公司 (Analog CO.) 的产品, 是一种具有高共模电压抑制比的精密差动放大器, 其共模电压高, 在电源电压为 $\pm 15\text{V}$ 时, 可达 $\pm 140\text{V}$, 单电源时, 可达 40V ; 失调电压温度稳定性为 $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (max); 增益漂移为 $10\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (max); 共模抑制比 CMRR 为 80dB (min); 频率范围从直流到 500Hz 。

AD628 基本放大电路如图 1.41 所示。放大电路由两级组成, A_1 组成的差动电压放大器的增益为 $A_{F1} = 10\text{k}\Omega/100\text{k}\Omega = 0.1$; A_2 组成的同相放大器的输入电压为 $0.1U_i R_{\text{ext}3}/(10\text{k}\Omega + R_{\text{ext}3}) = U_{i2}$, $A_{F2} = (1 + R_{\text{ext}1}/R_{\text{ext}2})U_{i2}$, A_F 为整个电路的增益, 即

$$A_F = 0.1 \times \frac{R_{\text{ext}3}}{R_{\text{ext}3} + 10\text{k}\Omega} \left(1 + \frac{R_{\text{ext}1}}{R_{\text{ext}2}} \right)$$

由此式可对放大电路的增益进行调节, 其增益范围为 $0.01 \sim 1000$ 。

双电源工作时, 一般使 $\pm U_S = \pm 15\text{V}$; 单电源工作时 $-U_S$ 端应接地。

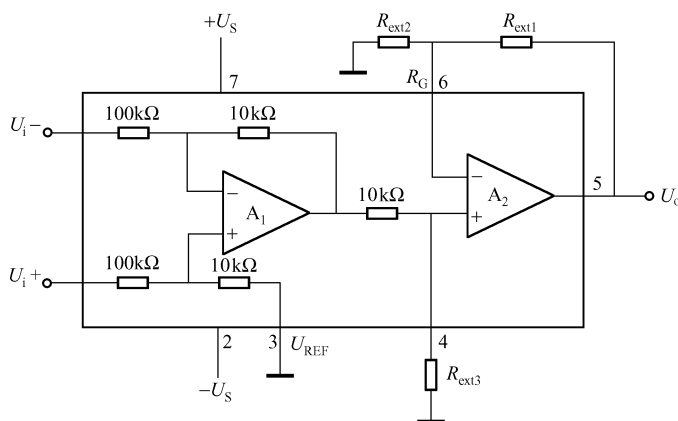


图 1.41 AD628 基本放大电路

第十一节 MAX471/MAX472 电流检测放大器

许多便携式电子设备，如便携式计算机、移动电话机、便携式测试系统、能量管理系统等，都使用电池作为电源。为了保证设备正常工作，监控电池的放电电流和充电电流很有必要。MAX471/MAX472 就是用于电流检测的 IC。

MAX471/MAX472 是双向高边电流检测放大器。所谓高边电流检测（High - Side - Current - Sense）是指电流检测电路位于电源电路的高电位一侧，因此，它不会影响电池、充电器和负载地线回路的接地。

MAX471/MAX472 有以下特点：

- 完整的高边电流检测；
- 精密的内部检测电阻（MAX471）；
- 在全温范围内具有 2% 的精度；
- 对充电和放电进行监控；
- 对 MAX471 用内部检测电阻，具有 3A 的检测能力；
- 对 MAX472 用外部检测电阻，具有更大容量的电流检测能力；
- 最大供电电流为 100μA；
- 关断模式的电流最大为 5μA；
- 工作电压为 3 ~ 36V；
- 8 脚 DIP/SO 封装。

MAX471 内部具有一只 35MΩ 的电流检测电阻，可检测电池电流最大可达 ±3A，若要测量更大的电流或增加使用的灵活性，则可选用外接检测电阻和增益设定电阻的 MAX472。这两种 IC 都可用一只接在检测输出端的电阻将检测电流转换成以地为参考点的电压，只需测量此电压即可测出电池电流。此测量电压 U_o 与检测电流 I_{sense} 之比叫做标度系数，单位为 V/A，它是决定电流测量范围的重要参数。

一、MAX471/MAX472 的内部电路和引脚功能

1. 内部电路

MAX471 的内部电路框图如图 1.42 所示；MAX472 内部电路框图及典型检测电路如图 1.43 所示。

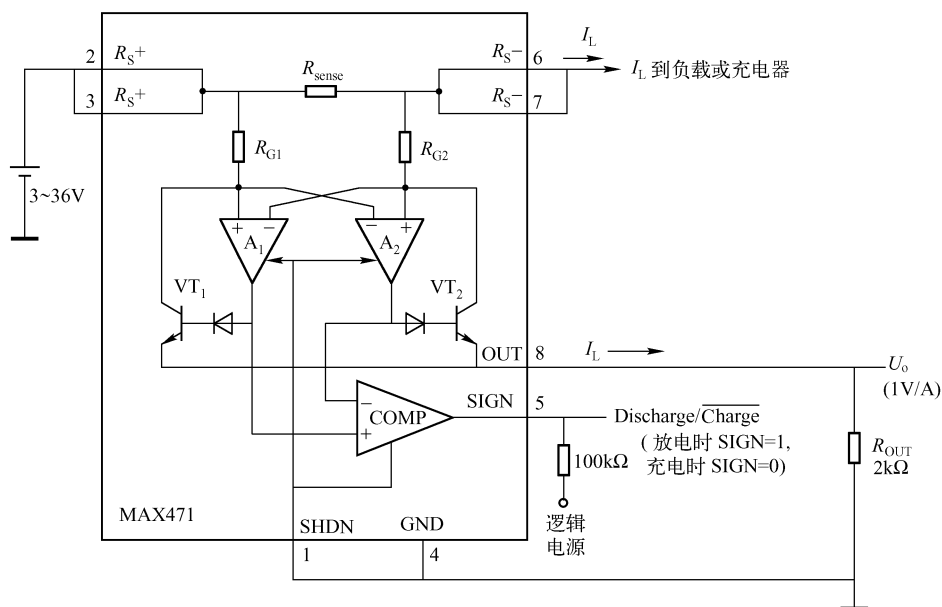


图 1.42 MAX471 的内部电路框图

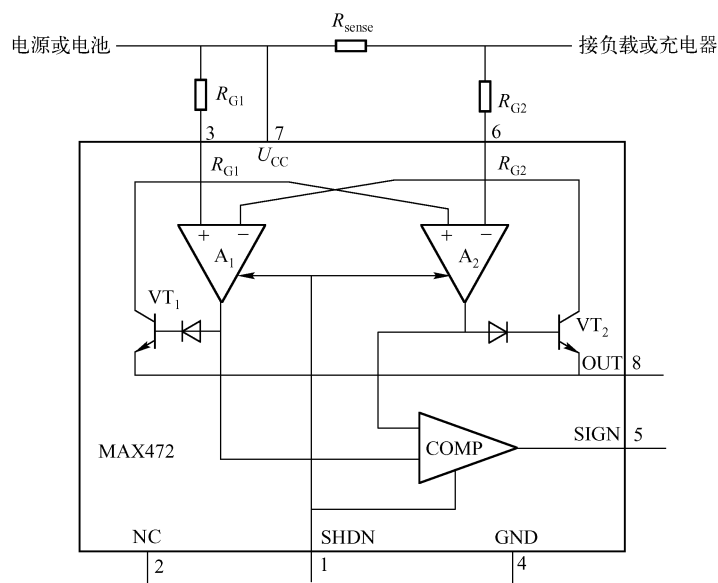


图 1.43 MAX472 的内部电路框图及典型检测电路

二者的电路结构基本相同，只是 MAX472 的电流检测电阻 R_{sense} 、增益设定电阻 R_{G1} 、 R_{G2} 均为外接件。

被测电流从电源正极经 R_{S+} 端、检测电阻 R_{sense} 、 R_{S-} 端流向负载；在电池充电时，则被测电流与此相反。

OUT 端（8 脚）的输出电流 I_{OUT} （以下用 I_o 表示）与被检测电流成正比，而与被测电流的方向无关。因此，在电池供电的情况下，既可测量电池的放电电流也可测量它的充电电流。在测量放电电流时，SIGN = 1，测量充电电流时 SIGN = 0。

2. MAX471/MAX472 的引脚及其功能

MAX471 和 MAX472 的引脚排列分别如图 1.44（a）、（b）所示，引脚功能见表 1.3。

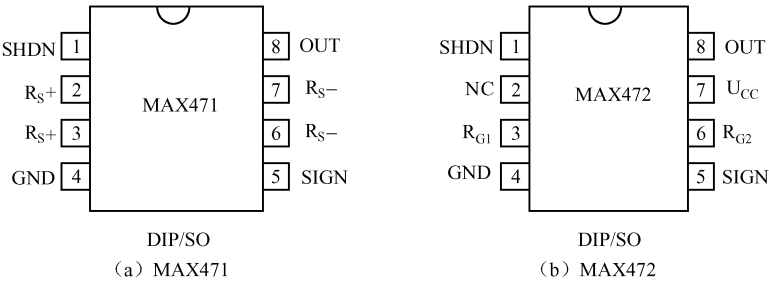


图 1.44 MAX471/MAX472 的引脚排列

表 1.3 MAX471/MAX472 的引脚功能

引脚号		符号	功 能
MAX471	MAX472		
1	1	SHDN	关断。正常工作时 SHDN = 0（接地）；SHDN = 1 时电路关断，此时电源电流 $\leq 5\mu A$
2, 3	—	R_{S+}	内部电流检测电阻的电源侧。MAX471 的 2 脚与 3 脚连在一起
—	2	NC	空脚
—	3	R_{G1}	增益电阻、接到电流检测电阻（ R_{sense} ）的电源（电池）侧
4	4	GND	地，接电源（电池）的负极
5	5	SIGN	集电极开路输出端，对 MAX471，此端为低电平时，电流从 R_{S-} 流向 R_{S+} ；对 MAX472，此端为低电平时，表示负的 U_{sense} ；当 SHDN = 1 时，SIGN 为高阻，如不需要 SIGN，则保持开路
6, 7	—	R_{S-}	内部电流检测电阻的负载侧
—	6	R_{G2}	增益电阻，接到电流检测电阻的负载侧
—	7	U_{CC}	对 MAX472 为电源的输入端，与电流检测电阻 R_{sense} 、 R_{G1} 一起接到电源上
8	8	OUT	电流输出端，此端的输出电压正比于流经 R_{sense} 的检测电流

二、工作原理及设计要素

当被测电流从 R_{S+} 端经 R_{sense} 流向 R_{S-} 端（即电池放电）时， R_{sense} 两端的压降使运放 A_1 工作， A_2 截止。 A_1 输出的高电平经二极管使晶体管 VT_1 导通，输出电流 I_o 从 VT_1 的发射极级 OUT 端（8 脚）流向输出电阻 R_{OUT} ，并在 R_{OUT} 两端产生以地为参考点的压降 U_{OUT} 。由于

此时 A_2 截止, 无电流流过 R_{G2} , 故 A_1 反相端的电压等于电源电压 U_{source} 减去负载电流 I_L 在 R_{sense} 上的压降, 即

$$U_{A1} = U_{\text{source}} - I_L R_{\text{sense}}$$

又由于 A_1 的开环增益很大, 迫使它两个输入端的电位相等, 故 R_{G1} 两端的压降等于 $I_L R_{\text{sense}}$, 此时, I_o 流经 R_{G1} 和 VT_1 。如果忽略 VT_1 的微小基极电流, 则 I_o 在 R_{G1} 上产生的压降为

$$I_o R_{G1} = I_L R_{\text{sense}}$$

则

$$I_o = I_L R_{\text{sense}} / R_{G1}$$

当 $R_{\text{sense}} / R_{G1}$ 为常数时, $I_o \propto I_L$ 。

I_o 被接在 OUT 端的电阻 R_{OUT} 转换成电压, 故 U_o 与 I_L 成正比, 即

$$U_o = I_o R_{\text{OUT}} = I_L R_{\text{sense}} R_{\text{OUT}} / R_{G1}$$

当电池充电时, 由于被测电流反向, 故 A_2 工作, A_1 截止, VT_2 导通, VT_1 截止, 其工作原理与上述相同, 几个公式仍然成立, 只需将 I_L 换成充电电流, R_{G1} 换成 R_{G2} (实际上, $R_{G1} = R_{G2} = R_G$)。当 I_L 取为满度被测电流时, 按上式算出的 U_o 就是所需的满度输出电压, 它与满度被测电流之比称为标度系数, 单位为 V/A。

MAX471 的 R_{sense} 、 R_{G1} 和 R_{G2} 均为固定电阻, 在制作时已将电流增益比定为 $500\mu\text{A}/\text{A}$ 。因此, 当 R_{OUT} 取为 $2\text{k}\Omega$ 时, 在 $+3\text{V}$ 、 $\pm 3\text{A}$ 满度值下的标度系数为 $1\text{V}/\text{A}$, 改变 R_{OUT} 的阻值可以设定它的满度值。但对 MAX471 应满足 $U_o \leq U_{\text{RS}+} - 1.5\text{V}$, 对 MAX472 应满足 $U_o \leq U_{\text{RG}-} - 1.5\text{V}$ 。

MA471/MA472 的 SIGN 端 (5 脚) 的输出电平表示被测电流的方向。当被测电流从 $R_s +$ 端流向 $R_s -$ 端时, A_1 输出高电平, A_2 输出低电平, 经比较器比较后, SIGN 端输出高电平; 反之, 当被测电流从 $R_s -$ 端流向 $R_s +$ 端时, 则 SIGN 端输出低电平。因此, 在电池供电的系统中, SIGN 端的输出电平可用来指示电池是在放电还是在充电。但是, 当被测电流过小而使 $I_o < 3.5\mu\text{A}$ 时, 这种指示变得不正确。MAX471 在被检测电流大于 7mA 时, SIGN 端的输出电平能准确地指示被测电流的方向。

MAX471/MAX472 的 SIGN 端是集电极开路输出端, 只要接一只 $100\text{k}\Omega$ 的上拉电阻即可与微处理器接口。在电池供电 (放电) 过程中, SIGN = 1, 不吸收电流, 即不消耗功率, 如果不需检测电流方向, 则 SIGN 端悬空。

MAX471 的电源电压施加在 $R_s +$ 端 (2 脚和 3 脚); MAX472 的电源电压则加在 U_{CC} 端 (7 脚), 由于 R_{sense} 的阻值很小, 也可将电源电压加到 R_{sense} 的任一端。

三、应用电路

1. MAX471 的基本检测电流电路

由 MAX471 组成的基本检测电流电路, 同 MAX471 的内部框图电路 (见图 1.42)。

2. MAX472 的基本检测电流电路

由 MAX472 组成的基本检测电流电路, 同 MAX472 的内部电路框图及典型检测电路 (见图 1.43)。

3. 两只 MAX471 并联检测大负载电流的电路

由于 MA471 的 SIGN 端和 OUT 端都是高输出阻抗端, 故可以将几只 MA471 按引脚一一对应并联起来, 用于扩展电流的测量范围。但应注意各对应端的输出阻抗应尽量一致, 否则

其中输出阻抗较低的 MA471 就会过载。

图 1.45 所示为两只 MAX471 并联检测大负载电流的电路。

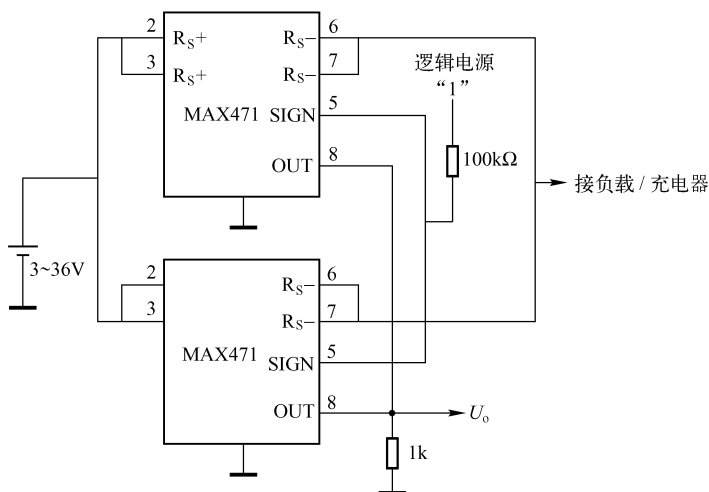


图 1.45 两只 MAX471 并联检测大负载电源的电路

4. MAX471 用作微处理器系统电池监视器

图 1.46 所示是 MAX471 用于微处理器系统监视电池充放电的电路。电池电压由稳压电源 ADP3308ART-3.3 变换成 3.3V 的电压向微处理器供电，其他电路由电池直接供电。

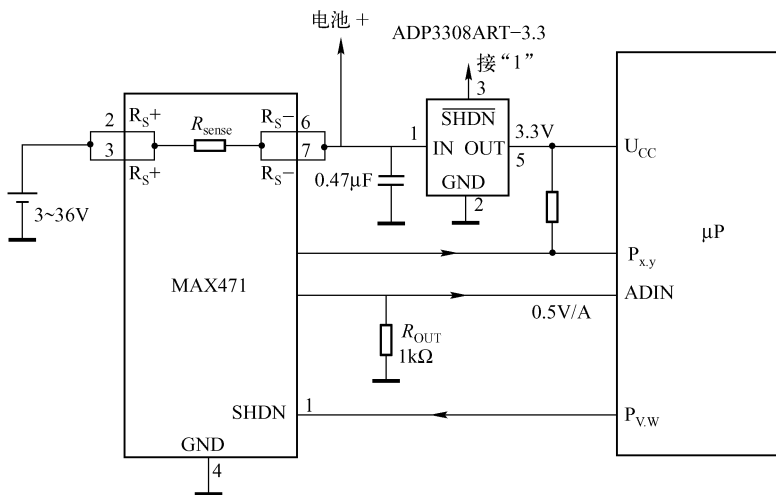


图 1.46 MAX471 用于微处理器系统监视电池充放电的电路

MAX471 的 8 脚输出的被测电流模拟量送至 μP 的 A/D 转换器的输入端 ADIN。 R_{OUT} 的阻值选择应保证系统消耗电流达到最大值时，加到 ADIN 端的电压接近于 A/D 转换器的最大输入电压值。同时，A/D 转换器的输入电阻应足够大，以免 MAX471 的 OUT 端负载过重而影响测量的准确度。一般此输入电阻应大于 $10R_{\text{OUT}}$ 。

MAX471 的 SIGN 端输出电平经 $100\text{k}\Omega$ 上拉电阻接到 μP 的 P_{xy} 输入端， μP 根据该输入电平判别电池是在放电还是在充电。

当系统处于守候状态时，微处理器通过 $P_{V.W}$ 端输出一个高电平加到 MAX471 的 SHDN 端，MAX471 立即转入关断状态以节省电池电能，此时只是 MAX471 内部测量电路处于截止状态，并非电池供电被切断。

5. MAX471 利用敷铜板的铜箔线条代替 R_{sense} 的应用电路

如果要求长期工作最大负载电流大于 3A，则应选择 MAX472 作为检测器件。

MAX472 的外接电流检测电阻很小，除非制造商提供，市场无货供应。可以利用敷铜板来制作 R_{sense} 。制作的方法是，准备一张与敷铜板的铜箔等厚的铜片，利用毫欧表量取阻值符合要求的长条铜箔，这两点间的铜箔即为 R_{sense} 。然后，将具有阻值 R_{sense} 和一定形状的铜箔制作在敷铜板上。利用铜箔作为 R_{sense} 的检测电流电路如图 1.47 所示。

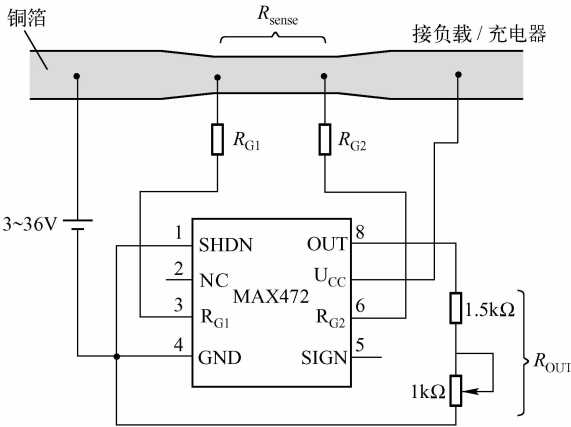


图 1.47 利用敷铜板的铜箔线条代替 R_{sense} 的电路

MAX472 的 R_{sense} 、 R_{G1} 和 R_{G2} 均为外接件，设计者可根据被测电流的大小自由选择它们的阻值，从而得到所需要的标度值。如果对 R_{G1} 和 R_{G2} 取不同的阻值，可以使充电与放电电流的测量具有不同的标度，使用更加灵活。

表 1.4 是生产商推荐的 MAX472 的电路参数值，它给出了最大负载电流 100mA ~ 10A 的电路元件数值。MAX472 可用于测量负载电流大于或小于此范围的电流。

表 1.4 MAX472 电路参数推荐值

满度负载电流 I_{sense}/A	电流检测电阻 $R_{sense}/m\Omega$	增益设定电阻 $R_{G1} = R_{G2}/\Omega$	输出端电阻 $R_{OUT}/k\Omega$	满度输出电压 U_o/V	标度系数 $U_o/I_{sense}/(V/A)$
0.1	500	200	10	2.5	25
1	50	200	10	2.5	2.5
3	10	100	5	2.5	0.5
10	5	50	2	2	0.2

第十二节 大驱动电流 MAX4165 ~ MAX4169 型 Rail-to-Rail 运放

MAX4169 ~ MAX4169 一组运放，当用单电源时，具有轨至轨输入/输出和优良的直流精度。它们可以单电源（+2.7 ~ +6.5V）也可以双电源（±1.35 ~ ±3.25V）工作，典型的电源

电流为 1.2mA，具有大驱动电流（达 80mA）。

MAX4166/MA4168 具有关断模式，关断时电源电流下降至单运放 38 μ A，并将它们的输出端置于高阻抗状态。MAX4165 ~ MAX4169 一组运放具有输入/输出动态范围宽，单电源工作，大输出电流，消耗功率低等优良性能，用于便携式音频设备和其他的低压、电池电源系统是很理想的。

一、MAX4165 ~ MAX4169 的引脚排列

MAX4165 为 5 脚 SOT23 封装单运放；MAX4166 为 8 脚 DIP/SO/ μ MAX 封装单运放；MAX4167 为 8 脚 DIP/SO 封装双运放；MAX4168 具有 10 脚 μ MAX 封装和 14 脚 DIP/SO 封装两种形式，为双运放；MAX4169 为 14 脚 DIP/SO 封装四运放。它们的引脚排列如图 1.48 所示。

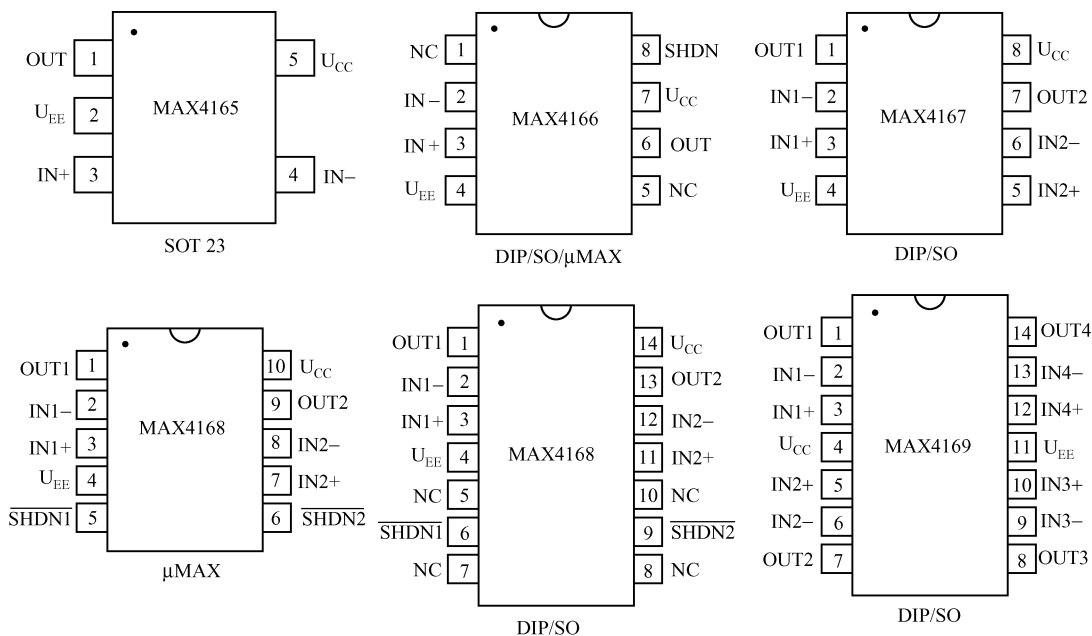


图 1.48 MAX4165 ~ MAX4169 的引脚排列

二、MAX4165 ~ MAX4169 的应用范围

MAX4165 ~ MAX4169 常用于下列领域：

- 便携式电池电源音频应用；
- 便携式电话发声器驱动；
- 便携式计算机；
- 音频元件、音卡；
- 免提车载电话；
- D/A 转换器缓冲器；
- 发动机驱动等。

三、MAX4165 ~ MAX4169 的特性

- 80mA (min) 输出驱动电流;
- 轨至轨共模输入电压范围;
- 轨至轨输出电压摆幅;
- 电源电流为 1.2mA/每运放;
- 增益 - 带宽乘积为 5MHz;
- 失调电压为 250 μ V;
- 电压增益 ($R_L = 100k\Omega$) 为 120dB;
- 电源电压抑制比为 88dB;
- 过驱动输入电压无反相;
- 电容负载为 250pF 时具有稳定的单位增益;
- 低功耗关断模式:

关断时电源电流下降至 38 μ A, 置器件的输出级为高阻状态。

四、设计要素

1. 集成电路封装的耗散功率

MAX4165 ~ MAX4169 集成块的输出电流过大, 超过极限参数的定额, 电路有可能遭到不能复原的损坏。按照一般规则, 只要集成电路的峰值电流小于或等于 80mA, 集成块的耗散功率将不会超过所提供的封装之额定值。每个封装电路的极限耗散功率, 可按下列方式进行校核。

如图 1.49 (a) 所示的电压跟随器电路中, 集成块消耗的功率为

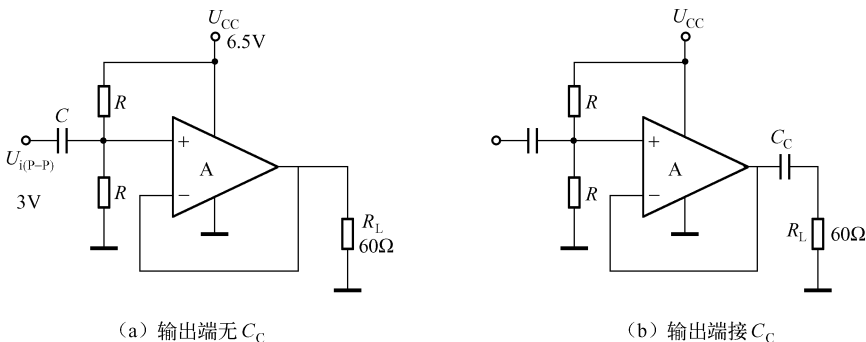


图 1.49 MAX4165 ~ MAX4169 跟随器电路

$$P_{IC(diss)} = U_{rms} I_{rms} \cos \theta$$

式中, U_{rms} 为电源供应电流时从 U_{CC} 到 U_o 的电压有效值, 亦即吸取电流时从 U_{CC} 到 U_o 的电压有效值; I_{rms} 为运放流出或流入经负载的电流有效值; θ 为电压与电流之间的相位差, 对于电阻, $\theta = 0^\circ$ 。

$$U_{rms} = (U_{CC} - U_{DC}) - U_p / \sqrt{2} = (6.5V - 3.25V) - 3V \times (1/2) / \sqrt{2} = 2.189V$$

$$I_{rms} = I_{DC} + I_p / \sqrt{2} = 3.25V / 60\Omega + \frac{1.5V / 60\Omega}{\sqrt{2}} = 71.84mA$$

因此, IC 的耗散功率为

$$P_{IC(diss)} = U_{rms} I_{rms} \cos\theta = 2.189V \times 71.84mA \times \cos 0^\circ = 157mW$$

生产厂商给定的 5 脚 SOT23 的极限耗散功率为 571mW。157mW < 571mW, 显然集成块是安全的。

若使用 14 脚 DIP/SO 封装的 MAX4169, 全部使用 4 个运放, 它的耗散功率为 $4P_{IC(diss)} = 4 \times 157mW = 628mW$; 若环境温度达到 75℃, 则上升 5℃ 消耗的功率为 $8.33mW/^\circ C \times 5^\circ C = 41.65mW$ (极限耗散功率是在 70℃ 给定的)。

两项共消耗的功率为 628mW + 41.65mW = 670mW, 此值超过了 MAX4169 的极限耗散功率 667mW, 不能长期工作, 须修正设计, 可降低电源电压或增大负载电阻的阻值。若采用 6V 电源, 则 $U_{rms} = 1.94V$, $I_{rms} = 50.0mA$ 。 $P_{IC(diss)} = U_{rms} I_{rms} \cos\theta = 97mW$ 。显然, 此时 IC 的耗散功率不会超过极限耗散功率。

若在输出端接耦合电容 C_c , 如图 1.49 (b) 所示, 它将降低耗散功率。

若输入信号的频率为 $f_L = 80Hz$, 则有

$$C_c = 1/(2\pi R_L f_L) = 1F/(2\pi \times 60 \times 80) = 33\mu F$$

$$\left(60 - j \frac{1}{\omega C_c}\right) \Omega = [60 - j/(2\pi \times 80 \times 33 \times 10^{-6})] \Omega = (60 - j60) \Omega$$

$$\theta = -\arctan \frac{60}{60} = -45^\circ$$

所以

$$P_{IC(diss)} = 2.189V \times 17.6mA \times \cos(-45^\circ) = 27.4mW$$

在输出端接耦合电容 C_c 时, 其耗散功率大大降低, 芯片完全可以长期安全工作。

2. MAX4165 ~ MAX4169 的输出阻抗与频率的关系

MAX4165 ~ MAX4169 的输出阻抗与信号频率有关, 如图 1.50 所示。在低频 (1 ~ 100Hz) 情况下, 它们的输出阻抗为 0.1Ω , 是运放当中比较理想的低输出阻抗。欲要电路具有很低的输出阻抗, 必须注意它和频率的关系。

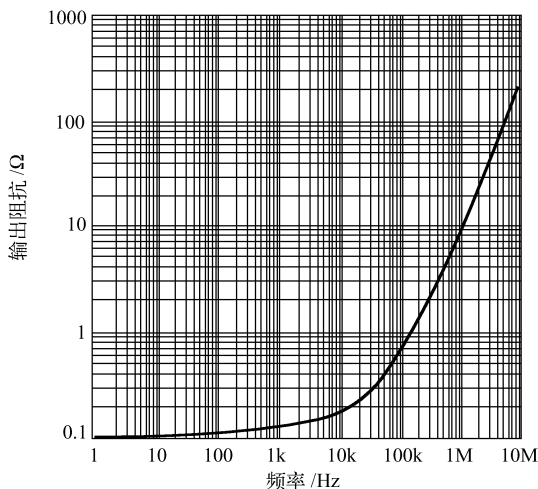


图 1.50 MAX4165 ~ MAX4169 的输出阻抗与信号频率的关系

五、应用电路

1. 单电源扬声器驱动电路

MAX4165/MAX4166 可用单电源电路直接驱动扬声器，其典型电路如图 1.51 所示。

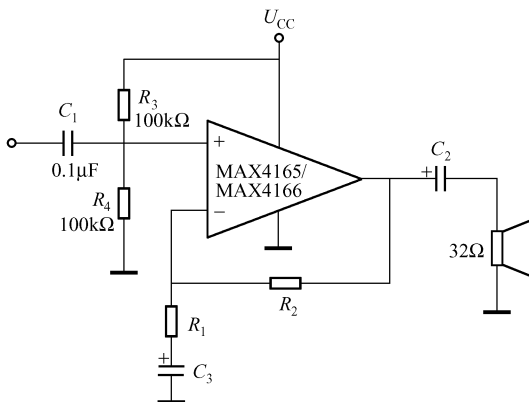


图 1.51 单电源扬声器驱动电路

电路设计因素如下：

- ① 图中 C_1 为隔直电容，一般用 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容。
- ② 选择 R_3 和 R_4 要考虑输入偏置电流，也要考虑通过它们本身的电流。
- ③ R_1 和 R_2 的选择主要考虑电路增益的大小和所期望电流的大小，电路的增益为 $A_F = 1 + R_2/R_1$ 。
- ④ 电容 C_3 起隔直作用，使电路的直流增益为 1； R_1 、 R_2 仅为交流信号提供通路。对大多数的应用，用 $10\mu\text{F}$ 的电解电容即可。
- ⑤ C_2 为耦合电容，它建立一个低频极点，用大数值的电容可得到满意的效果。极点频率为 $f = 1/(2\pi R_L C_2)$ 。对 32Ω 负载（扬声器内阻），用 $100\mu\text{F}$ 的耦合电容，其极点频率为 50Hz。如果用 8Ω 的扬声器和 $100\mu\text{F}$ 的电容，则极点频率为 200Hz。

若使用 MAX4166 需注意 $\overline{\text{SHDN}}$ 的用法， $\overline{\text{SHDN}} = 0$ 时，电路关断，简便的用法是使 $\overline{\text{SHDN}} = 1$ 。

2. 电桥音频功率放大器

电桥音频功率放大器电路如图 1.52 所示。电路的电源可选择 3V 的电池，以减小电路设备的体积和质量。用双轨至轨放大器 MAX4167/MAX4168，电路的功率为 200mW。

电路没有使用大容量大体积的耦合电容。电路的增益为 $A_v = (1 + 900\text{k}\Omega/100\text{k}\Omega) = 10$ ，其增益可以用更换 $900\text{k}\Omega$ 的方法来改变。

扬声器上的直流压降限定为 10mV。 $47\Omega - 0.1\mu\text{F}$ 支路与扬声器并联，在负载随频率增加时以维持其低阻抗。

若使用 MAX4168，需注意 $\overline{\text{SHDN1}}$ 、 $\overline{\text{SHDN2}}$ 的用法， $\overline{\text{SHDN1}} = \overline{\text{SHDN2}} = 0$ 时，芯片关断；电路正常工作时，应使 $\overline{\text{SHDN1}} = \overline{\text{SHDN2}} = 1$ 。

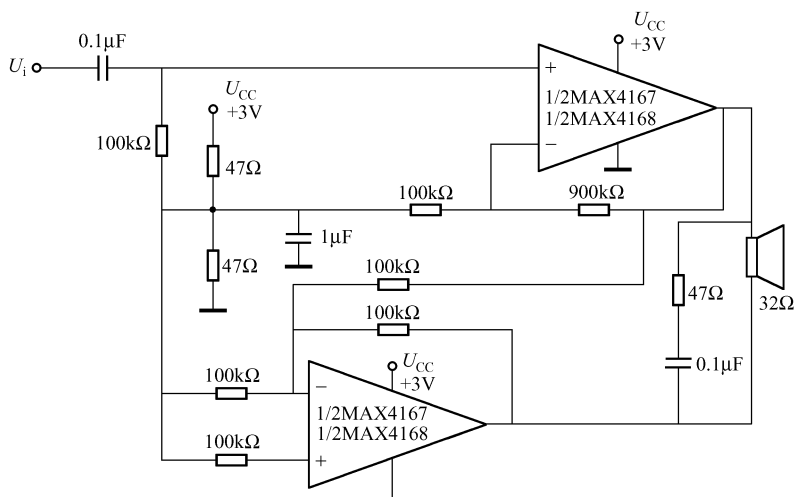


图 1.52 电桥音频功率放大器电路

第十三节 隔离放大器应用电路

工业现场具有较强的电磁干扰，测量信号与计算机、仪表系统的接口之间存在着电磁干扰，引起信号的严重失真；仪表系统与计算机系统相连接时，它们的共地也是造成整个系统不稳定的原因之一。因此，工业现场测量信号与计算机或仪表系统之间模拟信号的隔离，是系统设计必须解决的问题。

常用的隔离方法有差动放大器、光耦合器、V/F 转换和隔离放大器等。差动放大器隔离，当信号端受到强电干扰时，无法在电气上使系统与信号隔离；光电隔离线性和稳定性差；V/F 转换隔离传输频带窄。这些都限制了它们在工业测试领域的应用。

隔离放大器，由于线性好、稳定度高、隔离电压和共模抑制比高、放大增益可调，完全浮动的输入端和独立的隔离输出电源可给输入信号处理电路供电，应用电路简单，因此，已广泛用于自动化测试、过程控制、计算机数据采集系统、电力控制系统以及医疗电子设备诸多方面。

隔离放大器有很多型号，这里主要介绍 TD290 系列。

一、TD290 系列隔离放大器简介

1. 原理

TD290 系列隔离放大器的原理框图如图 1.53 所示，引脚排列如图 1.54 所示，它是东芝公司的产品。

欲设计或使用 TD290 应用电路，把它的框图原理弄清楚是十分必要的。框图中有一个振荡器，它产生 100kHz 的脉冲，经变压器 T_1 耦合，把脉冲信号传输到隔离电源的输入端，隔离电源内有整流滤波电路，经整流、滤波后，将 $+U_{\text{ISO}}$ 和 $-U_{\text{ISO}}$ 分别由引脚 3、4 引出，以供外电路使用。 T_1 的一次线圈和二次线圈无电的联系，它由磁场能将能量传输到输出端 $+U_{\text{ISO}}$ 和 $-U_{\text{ISO}}$ 。这是能量信号的“隔离”。

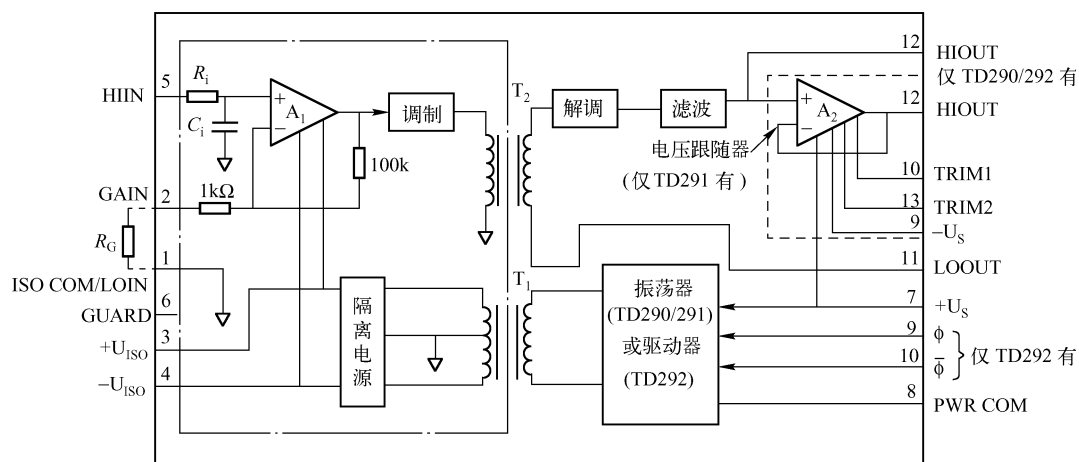


图 1.53 TD290 系列隔离放大器原理框图

输入信号由 HIIN (5 脚) 输入, 经 R_i 、 C_i 滤波 (消除高频噪声, 限制带宽) 送入放大器 A_1 调理后, 由调制器调制成调制信号, 再由信号变压器 T_2 耦合到相敏解调器, 信号经相敏解调、滤波后, 变成与输入信号成线性关系的输出电压信号。可以看出, 信号的输入和信号的输出也是经 T_2 隔离的, 这就是被测信号的“隔离”。

由以上两种隔离, 切断了“输入” (能量输入和信号输入) 和“输出” (能量输出和信号输出) 的电 图 1.54 TD290 系列引脚排列 (底视图) 联系。其输出一是能量输出, 另一是信号输出。

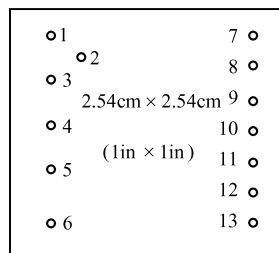
因此, 人们把这种放大器叫做隔离放大器, 用断开的运算放大器符号表示。

2. 各端子的功能

- $+U_s$ (7 脚): 外接电源端, PWR COM (8 脚) 电源地。7 脚和 8 脚接 $+15V$ 电源。
- $-U_c$ (9 脚): 负电源端, 9 脚和 8 脚接 $-15V$ 电源。
- $+U_{ISO}$ (3 脚): $-U_{ISO}$ (4 脚) 隔离电源的输出端, 供给外接电路电源; HIIN (5 脚) 被测信号输入端, ISO COM/LOIN (1 脚) 模拟地, 被测信号接地端, 输入信号接至这两端。
- GAIN (2 脚): 增益调节端, 2 脚接 1 脚时增益最大, 2 脚和 1 脚间接 R_c 时, 增益可调。
- HIOUT (2 脚): 信号输出端 (高), LOOUT (11 脚) 信号输出端 (低), 输出信号由这两端引出。
- GUARD (6 脚): 屏蔽层引出端, 屏蔽层隔离外界的强信号和其他内部电路的调制噪声。
- TRIM1 (10 脚): TRIM2 (13 脚) 内部放大器 A_2 的微调端。

3. TD290 系列隔离放大器的主要技术指标

- 增益范围: 闭环的最大增益为 $A_{Fmax} = 1 + 100k\Omega/1k\Omega = 101$, 根据需要选用外接电阻 R_c 来调节增益, 最小增益一般使 $A_{imin} = 1$ 。
- 增益稳定度: $0.001\%/1000h$, $0.0075\%/^{\circ}C$ (典型值)。



- 非线性度：0.1%（A 挡），0.05%（B 挡）。
- 输入/输出电压线性差动范围： $\pm 10\text{V}$ （min）。
- 最大输入/输出电压：DC-1500V（连续）。
- 共模抑制比： $\text{CMRR}_C = 106\text{dB}$ （min）。
- 输入失调电压 U_{os} ： $(1 + 20/A_F) \text{ mV}$ （可调零）。
- 频率响应（小信号 -3dB ， $A_F = 1\text{V/V}$ ）： 2.5kHz 。
- 输出阻抗： $< 2\Omega$ （TD291）， $< 1\text{k}\Omega$ （其他型号）。
- 隔离电源输出： $\pm 13\text{V} \pm 5\%$ ， $\pm 15\text{mA}$ （7D292）， $\pm 8\text{mA}$ （其他型号）。
- 额定电源电压： $+15\text{V} \pm 5\%$ 。

二、应用电路

1. TD290 系列隔离放大器的低电平信号调理电路

TD290/291 系列隔离放大器的低电平信号调理电路如图 1.55 所示，它可以作为传感器信号浮动测量接口。电路由低漂移（ $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ）前置放大器 AD517 和 TD290 系列隔离放大器组成。AD517 将微弱的传感信号放大，隔离放大器向 AD517 和传感器供电，对信号进行隔离放大，TD290 内独立的 GUARD 端和传感信号地相连，以消除传感器与电路间的串扰信号，使传感器与系统在电气上完全隔离，并可保持高达 100dB （对 50Hz ）的共模抑制能力。该电路对低电平、高共模电压的传感信号进行调理，使被测传感信号不失真地放大（由 12 脚输出）。

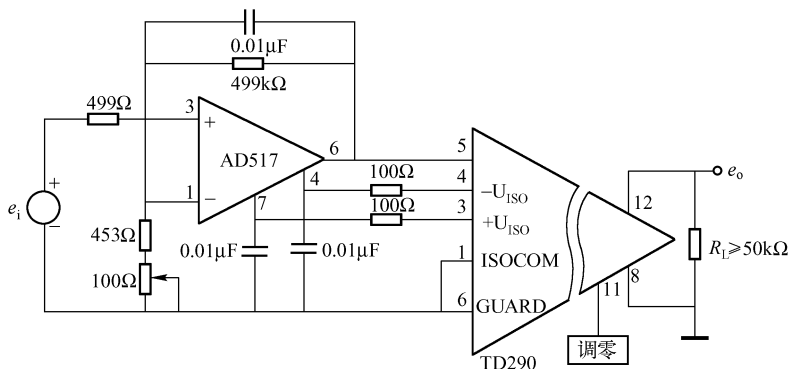


图 1.55 TD290/291 系列隔离放大器的低电平信号调理电路

该电路用于冶金、化工、工业现场及核物理等领域对信号的处理、信号的浮动测量、在线测量。

2. TD292 系列 16 路数据采集系统隔离接口

16 路数据采集系统隔离接口电路由 16 只 TD292、16 只 TD281 和 1 只 16 通道多路模拟开关 MAX336 等组成，如图 1.56 所示。

在多通道数据采集系统中，除需克服信号地与系统地之间的共模干扰外，还需要防止各通道的隔离放大器由于调制、解调而引起的差频干扰，因此，应使各隔离放大器以同步方式工作，TD292 的设计满足这种要求。

TD292 内部没有脉冲振荡器，而是由外部提供 100kHz 的同步脉冲，图 1.53 中的驱动器就是

接收 100kHz 的同步脉冲而激励本身产生振荡的, 驱动器再通过 T_1 的一次侧传输到二次侧。

同步脉冲由于用器件 TD291 提供, 按图 1.56 中 TD281 的接线方式, 即可输出同步脉冲信号 ϕ 和 $\bar{\phi}$ 到 TD292 的相关端子 (9 脚和 10 脚) 使其正常工作。

图 1.56 中的 R_G 为外接增益电阻, 根据 $A_F = 1 + 100k\Omega / (1k\Omega + R_G)$ 来确定 R_G 的大小。

传感信号 e_{i1} 由 TD292-1 放大调理, 由输出端 (12 脚) 输出 e_{o1} , 当模拟开关 NO1 接通时, 将被放大调理后的输出信号 e_{o1} 由 MAX336 的 COM 端输出, 再经电压跟随器输出和 e_{o1} 相同的信号。同理, 当 NO2、NO3、 \cdots 、NO16 接通时, 使分别输出 e_{o2} 、 e_{o3} 、 \cdots 、 e_{o16} 。该电路适用于巡回检测。

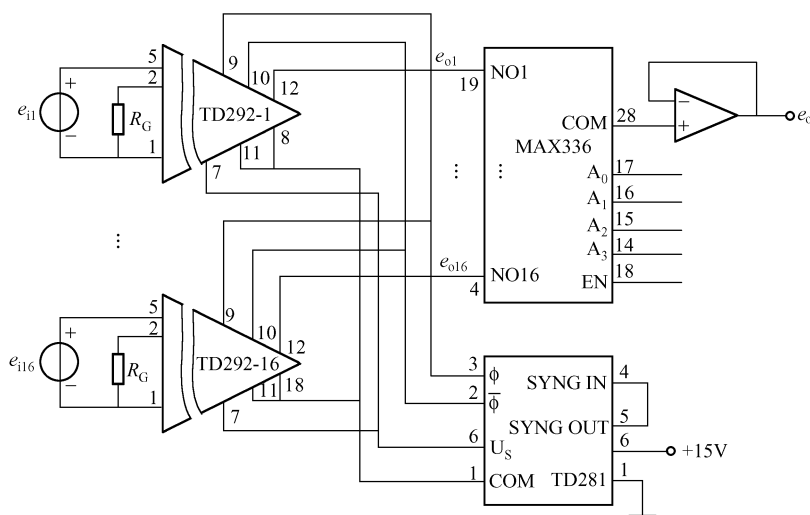


图 1.56 TD292 的 16 路数据采集系统隔离接口电路

图 1.57 给出了 MAX336 的引脚排列、功能图和真值表, 供读者设计、使用时参考。

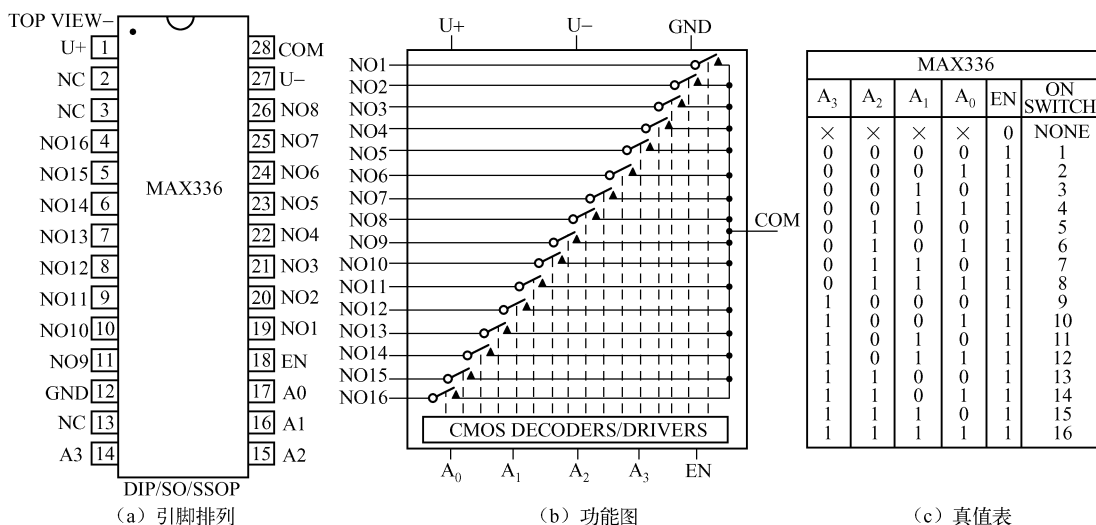


图 1.57 MAX336 的引脚排列功能图和真值表

三、设计使用知识

1. 调零和调增益

图 1.56 中 TD292 的调零方法如图 1.58 所示。当输入信号短路时，调节 $10\text{k}\Omega$ 多圈电位器，使其输出最小（为零或接近于零）。

图 1.58 也示出了增益调节的方法。图中的 A_1 为同相放大器，故 $A_F = 1 + 100\Omega / (1\text{k}\Omega + R_G)$ ， $R_G = 9.1\text{k}\Omega + 5.1\text{k}\Omega$ ，其中的 $5.1\text{k}\Omega$ 电阻为多圈电位器。

2. 同步脉冲产生电路

在 16 路数据采集系统中，由 TD281 提供 100kHz 的脉冲信号。若无 TD281， 100kHz 脉冲也可由图 1.59 所示同步脉冲发生器电路提供，并由数字频率计监测振荡频率。将数字频率计的探头接到 ϕ_{OUT} 和地之间，调节多圈电位器 R_p ($5.1\text{k}\Omega$)，使频率显示为 100kHz ，自然 ϕ_{OUT} 端输出的频率也是 100kHz ，只是和 ϕ_{OUT} 反相而已。

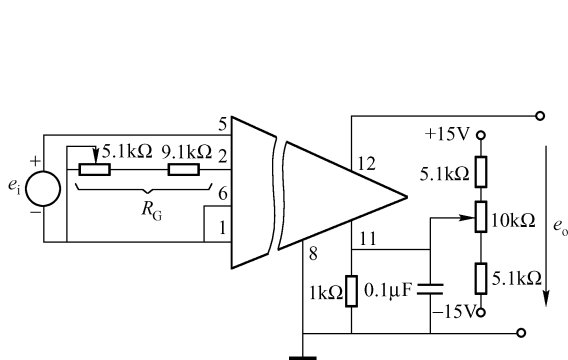


图 1.58 TD290 系列的零点和增益调节电路

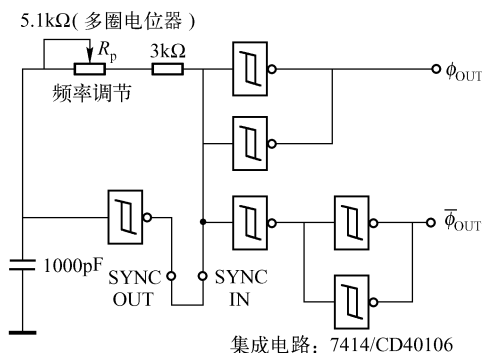


图 1.59 同步脉冲发生器电路

第十四节 微功耗超低压单/双/四 Rail-to-Rail 输入/输出电压比较器

MAX965 ~ MAX970 是一组单/双/四 Rail-to-Rail 输入/输出电压比较器，单电源工作时其电压可降至 1.6V 。这些器件工作时的拉电流每个比较器小于 $5\mu\text{A}$ ，具有开路漏极输出，能把输出拉高到 U_{CC} 至 6V （最大）。另外，轨至轨共模输入电压的范围使得这些比较器非常适于超低压工作。

MAX965 的 $+1.6 \sim +5.5\text{V}$ 单电源工作电压范围选择 2 节干电池工作是适合的。MAX965/MAX967/MAX968/MAX969 能提供可编程迟滞和 $1.235\text{V} \pm 1.5\%$ 的参考电压，主要有以下应用：

- 窗口比较器；
- 2 节电池电源/便携系统；
- 阈值检测器/识别器；
- 移动通信；
- 电平转换；

- 地/电源检测应用。

具有下述特点：

- 单电源超低压工作，可降至 +1.6V；
- 轨至轨共模输入电压范围；
- 静态电源电流为每个比较器 $3\mu\text{A}$ ；
- 开路漏极输出电压摆幅超过 U_{CC} ；
- 内部电路提供 $1.235\text{V} \pm 1.5\%$ 的参考电压（MAX 965/MAX967/MAX968/MAX969）；
- 传输延迟时间为 $10\mu\text{s}$ （50mV 的过驱动）；
- 减小空间的封装，8 脚 μMAX 封装（MAX965 ~ MAX968）；16 脚 QSOP 封装（MAX969/MAX970）。

一、设计要素

1. MAX965 ~ MAX970 内部电路与引脚

MAX965 ~ MAX970 的内部电路与引脚如图 1.60 所示。

2. 一般介绍

MAX965 ~ MAX970 是单/双/四电压比较器，具有微功耗、超低压、轨至轨输入/输出、带隙参考电压为 $1.235\text{V} \pm 1.5\%$ 的特点。

器件的电源电压为 +1.6 ~ +5.5V，在全温范围内（-40 ~ +85℃）耗散电流小于每个比较器 $5\mu\text{A}$ 。内部迟滞利用两个外接电阻和器件的参考电压进行编程可达 $\pm 50\text{mV}$ 。

对多电压系统，轨至轨共模输入电压范围和漏极开路容易进行电平转换。输入和输出达到满幅值情况下，器件允许持续的短路故障。

MAX965 为单一比较器，具有可调迟滞（HYST）和参加电压（REF）输出端；MAX966 是双比较器，没有可调迟滞端和参考电压端；MAX967 也是双比较器，但两比较器共用一个可调迟滞端和一个参考电压端；MAX968 与 MAX967 相似，但它有一个窗口比较器；MAX969 为四比较器，它共用一个可调迟滞端和一个参考电压端；MAX970 也是四比较器，但它没有可调迟滞端。

3. 比较器输入

MAX965 ~ MAX970 的共模电压输入范围为 $-0.25\text{V} \sim U_{\text{CC}}$ 。在共模电压范围内，比较器的两对输入端可以是不同的电压值，均能呈现正确的输出逻辑状态。

4. 低电压工作

MAX965 ~ MAX970 的最低工作电压是 1.6V。当电源电压跌至 1.6V 以下时，电路的性能、电源电流也随之跌落。虽然比较器能用 1V 电源持续工作，但电源电压也只有降至约 1.5V 时，对参考电压才没有多大的影响，如图 1.61 所示。

用小于 1.6V 的低压电源工作时，共模输入电压仍可保持轨至轨（满幅）状态，但比较器的输出值下降，并增加了传输时间。

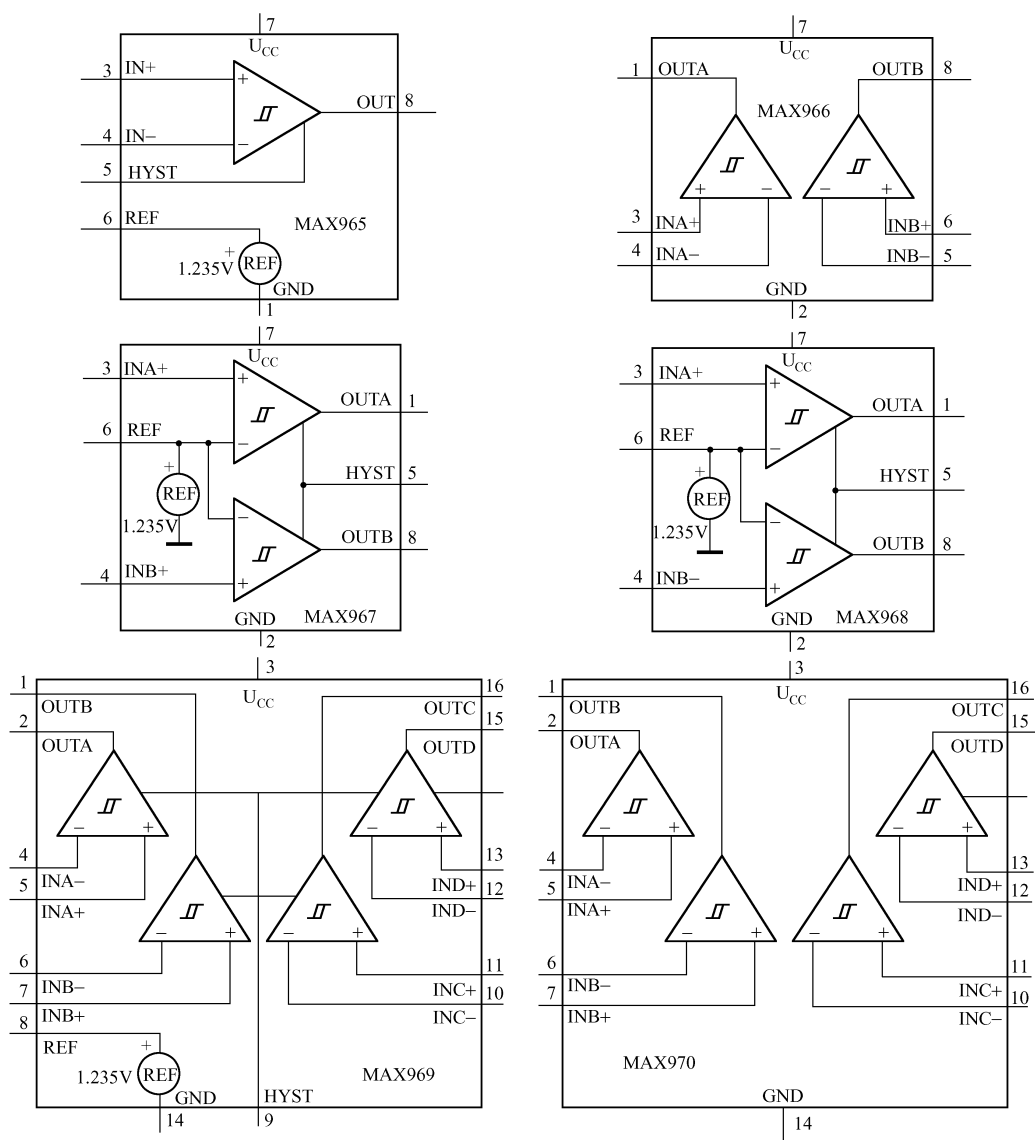


图 1.60 MAX965 ~ MAX970 的内部电路与引脚

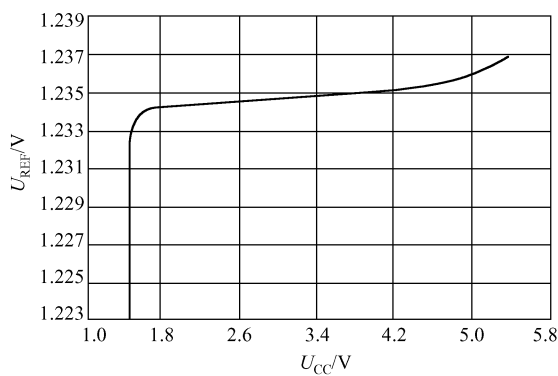


图 1.61 MAX965 ~ MA970 参考电压与电源电压的关系

图 1.62 所示是 MAX965 在 1.6V 以下电源工作的电路。当电源为 1.6V 时, 电阻分压器 $R_1 - R_2$ 设置的翻转电压为 1.6V; 当 U_{CC} 下降至 1.6V 以下并接近于 1V 时, 参考电压将跌落至分压电压 (U_+) 以下, 这就引起了比较器输出状态的变化。如果输出需要维持在这种状态, 那么就需要门锁电路。

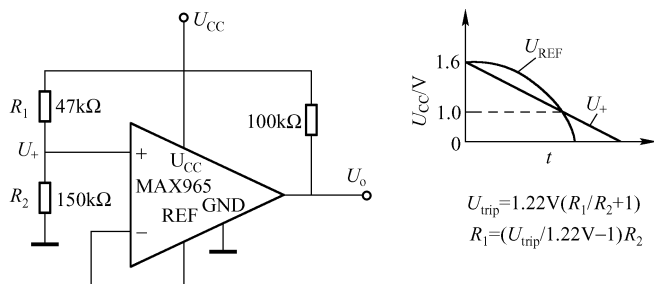


图 1.62 MAX965 在 1.6V 以下电源工作的电路

5. 比较器输出

MAX965 ~ MAX970 内含一个独特的转换速率可控制的输出级, 它们允许外接上拉电阻用于轨至轨工作。典型的比较器消耗电流的数量级在开关状态比稳态大。用 MAX965 一簇 (MAX965ESA/MAXEUA) 组装的比较器, 在输出传输从高到低的时间内, 输出的转换速率受限于最小的开关电流。

6. 参考电压

在电源 $U_{CC} = 1.6 \sim 5.5V$ 范围内, 在工业用温度范围内, 参考电压的典型值为 $1.235V \pm 1.5\%$ 的精度; 在全温范围内的精度为 $\pm 2.5\%$ 。参考端从电源吸取的电流典型值为 $50\mu A$, 为了降低或消除噪声, REF 端应接 ($0.1nF \sim 0.1\mu F$) 的旁路电容。

7. 噪声影响

比较器有约 $10\mu V$ 的等效带宽峰 - 峰值噪声, 参考端 REF 接 $0.1\mu F$ 旁路电容时其峰 - 峰值噪声接近 $1mV$ 。因此, 当比较器使用 REF 端时, 其综合噪声约为 $1.0mV$ 。

交越失真明显地加大了参考端的实际噪声, 应避免任一端子与 REF 端间的电容耦合。

二、设计/应用知识

1. 迟滞

由于噪声或不希望的寄生电容反馈的影响, 许多比较器可能在工作的线性区振荡, 当一个输入端的电压等于或很接近另一个输入端的电压时, 这种趋向容易出现。MAX965 ~ MAX970 的内部迟滞电压能抵消寄生效应和噪声。另外, 利用外部电阻, MAX965/967/968/969 的迟滞可编程为 $\pm 50mV$ 。

比较器的迟滞可建立两个翻转阈值点, 一个在输入电压的上升沿; 另一个在输入电压的下降沿。这两点的电压之差就是迟滞电压 U_{HB} , 如图 1.63 所示。

当比较器的两输入电压相等时, 迟滞使比较器的一个输入电压快速越过另一个输入电压, 因而使输入脱离了振荡区。图 1.63 表示了 IN - 端加一固定电压, 而在 IN + 端加一可变电电压时的输入/输出波形; 如果将两输入端对调, 输出幅值相同, 但输出波形反相。

2. 增加 MAX965/967/968/969 的迟滞

将 MAX965/967/968/969 的 REF 端和 HYST 端之间连接电阻 R_1 ，HYST 端和 GND 端之间连接电阻 R_2 ，如图 1.64 所示，即可增加迟滞。如果不需要增加迟滞或保持阈值不变，连接 HYST 和 REF 即可。阈值带宽（上阈值点与下阈值点之差为 U_{HB} ）约为 HYST 端和 REF 端之间电压的两倍。

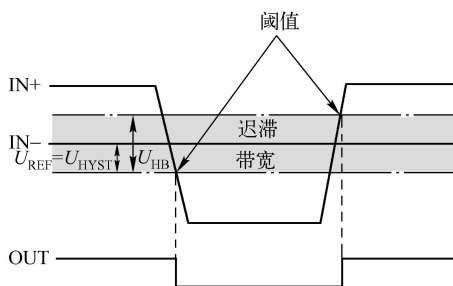


图 1.63 比较器 MAX965/967/968/969 的阈值迟滞带宽

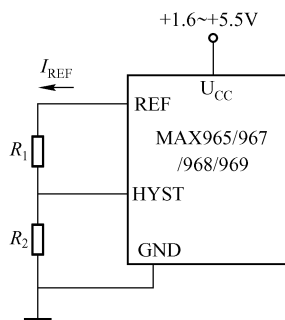


图 1.64 MAX965/967/968/969 可编程 HYST 端的接法

HYST 端的输入电压范围为 $U_{REF} \sim (U_{REF} - 50\text{mV})$ ，阈值带宽的电压值从 $\pm 1\text{mV}$ 到最大值（ $\pm 50\text{mV}$ ）。

为了得到所需要的阈值的带宽，需计算 R_1 与 R_2 ，即 $R_1 = U_{HB}/I_{REF}$ ， $R_2 = (U_{REF} - U_{HB})/I_{REF}$ 。其中， I_{REF} 为参考电压端流出的电流，它不能超出 REF 电源的容量，其典型值为 $12\mu\text{A}$ ，但明显地大于 HYST 端的漏电流（典型值为 5nA ）。令 $I_{REF} = 0.1 \sim 4\mu\text{A}$ 是良好的选择。

例如，希望 $U_{HB} = 50\text{mV}$ ， $I_{REF} = 0.5\mu\text{A}$ ，则 $R_1 = U_{HB}/I_{REF} = 50\text{mV}/0.5\mu\text{A} = 100\text{k}\Omega$ ， $R_2 = (U_{REF} - U_{HB})/I_{REF} = (1.235\text{V} - 50\text{mV})/0.5\mu\text{A} = 2.37\text{M}\Omega$ ，取标称值 $R_2 = 2.4\text{M}\Omega$ 。

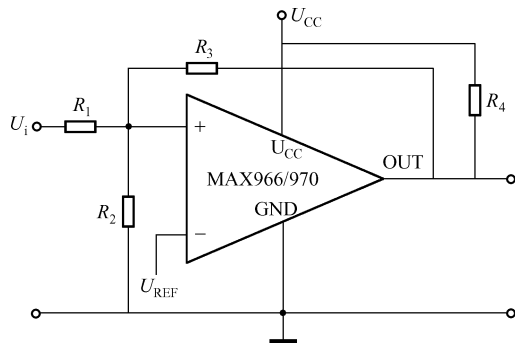


图 1.65 MAX966/970 外接电阻的迟滞电路

3. 增加 MAX966/970 的迟滞

MAX966/970 没有迟滞可编程端子 HYST，但可以利用三个外接正反馈电阻产生迟滞，其电路如图 1.65 所示，这种方法比具有 HYST 端的 MAX965/967/968/969 的拉电流大得多。这种正反馈方法呈现迟滞响应时间。

可按以下步骤计算各个电阻的值。

① 选择 R_3 。

IN+ 输入端的漏电流低于 5nA ，由漏电流引起的误差很小。流经 R_3 的电流至少应为 500nA ，在阈值点流经 R_3 的电流为 $|U_{REF} - U_{OUT}|/R_3$ ，考虑到输出电压可能为 0，也可能为 U_{CC} 的两种可能输出状态，可得到 $R_3 = U_{REF}/500\text{nA}$ 或 $R_3 = |U_{REF} - U_o|/500\text{nA}$ 。

计算出两个 R_3 值之后，选取其中的较小者。

例如， $U_{REF} = 1.2\text{V}$ ， $U_{CC} = 5.0\text{V}$ ，则 $R_3 = 1.2\text{V}/500\text{nA} = 2.4\text{M}\Omega$ 或 $R_3 = |1.2\text{V} - 5.0\text{V}|/$

$500\text{nA} = 7.6\text{M}\Omega$ 。故应选取 R_3 为 $2.4\text{M}\Omega$ 的标称电阻。

② 选择所需要的阈值带宽电压 U_{HB} 。

一般选择阈值带宽电压 $U_{\text{HB}} = 50\text{mV}$ 。

③ 计算 $R_1 = (R_3 + R_4)(U_{\text{HB}}/U_{\text{CC}})$ 。

一般取 $R_4 = 10\text{k}\Omega$ ，则 $R_1 = (2.4\text{M}\Omega + 10\text{k}\Omega) \times (50\text{mV}/5.0\text{V}) = 24.1\text{k}\Omega$ ，故 R_1 取标称值为 $24\text{k}\Omega$ 。

④ 选择 U_{IN} 上升沿的阈值点。

U_{i} 上升沿阈值点是比较器输出电压由低电平变高电平所对应的翻转电压 U_{THR} 。本例选择 $U_{\text{THR}} = 3.0\text{V}$ 。 U_{THR} 受 U_{REF} 和 $R_1 \sim R_4$ 的制约。

⑤ 计算 R_2 。 R_2 由下式确定：

$$R_2 = \frac{1}{\frac{U_{\text{THR}}}{U_{\text{REF}}R_1} - \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3 + R_4}}$$

式中， U_{THR} 为输入上升沿阈值翻转电压。

代入数值，得

$$R_2 = \frac{1}{\frac{3.0\text{V}}{1.2\text{V} \times 24\text{k}\Omega} - \frac{1}{24\text{k}\Omega} - \frac{1}{2.4\text{M}\Omega + 10\text{k}\Omega}} = 15.98\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_2 = 16\text{k}\Omega$ 。

⑥ 验证上、下阈值点电压及阈值带宽。

上阈值点电压为

$$\begin{aligned} U_{\text{THR}} &= U_{\text{REF}}R_1 \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4} \right] \\ &= 1.2 \times 24 \left[\frac{1}{24} + \frac{1}{16} + \frac{1}{2400 + 10} \right] \text{V} \\ &= 2.99975\text{V} \approx 3.0\text{V} \end{aligned}$$

下阈值点电压为

$$U_{\text{THF}} = U_{\text{THR}} - \frac{R_1}{R_3 + R_4} U_{\text{CC}} = 3.0\text{V} - \frac{24}{2400 + 10} \text{V} = 2.950\text{V}$$

阈值带宽

$$U_{\text{HB}} = U_{\text{THR}} - U_{\text{THF}} = 3.0\text{V} - 2.950\text{V} = 50\text{mV}$$

符合设计要求。

4. 电路设置与旁路

如果电源的内阻较低，则不需要接旁路电容，但对于电源内阻较高或电源线较长的情况，则应该用 100nF 的旁路电容。采用最短的信号线能降低输入端和输出端之间的寄生电容，这些寄生电容往往使电路工作不够稳定。

三、应用电路

1. MAX965 红外线接收器

由 MAX965 组成的红外线接收器电路如图 1.66 所示。VD 为红外光敏二极管，它接收红外线，光线越强，其光电流越大。光电流在 R_1 上产生的电压，即为加在同相端的输入电压。

为了消除噪声, R_3 提供了附加迟滞。 R_2 为上拉电阻, 将输出信号拉高至电源电压的电平。

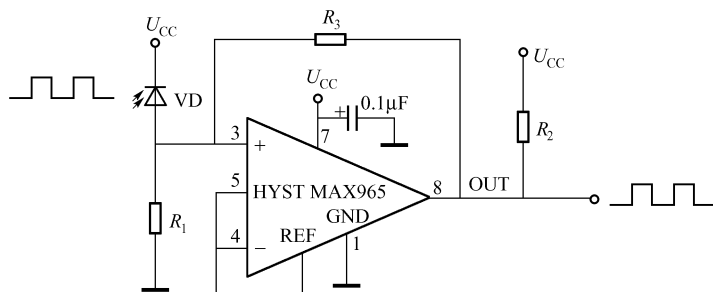


图 1.66 MAX965 红外线接收器电路

2. 电平转换器

2 节电池的 TTL 电平转换器电路如图 1.67 所示。该电路用 2 节干电池 ($2 \times 1.2V$ 或 $2 \times 1.5V$) 做电源, 这种情况输出电压的幅值约为 2 节电池的串联电压, 电路输出端接 R 至 5V 电源, 因此, 输出电压被上拉至 5V, 即把 2.4V 或 3.0V 的输出电平转换成与 TTL 相兼容的 5V 电平。

3. MAX965 的典型工作电路

MAX965 的典型工作电路如图 1.68 所示。图中 HYST 端与 REF 端相连, 即可保持内部的迟滞不变; 输入信号通过分压器 $R_1 - R_2$ 的分压加到同相端上, 轨至轨输出幅值由上拉电阻 $R_{PULL-UP}$ 拉升到稳定的 U_{CC} 幅度。

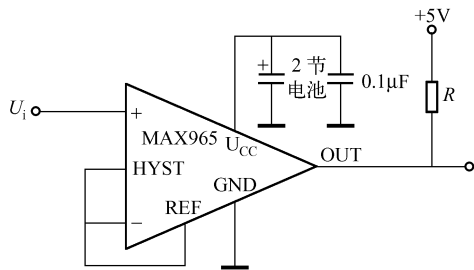


图 1.67 2 节电池的 TTL 电平转换器电路

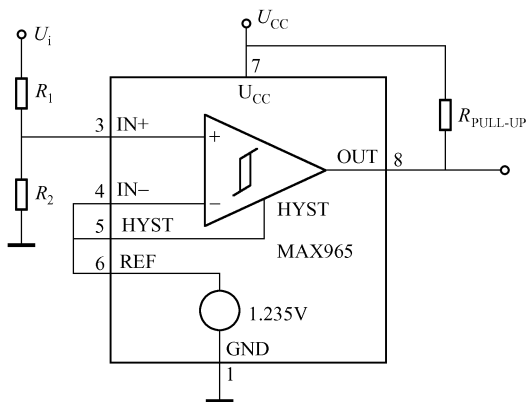


图 1.68 MAX965 的典型工作电路

第二章 单片仪用放大器

在仪用放大器设计一节，为了提高共模抑制比 CMRR，需要选择高 $CMRR_C$ 的运放芯片和严格的匹配电阻，这给设计和应用带来许多不便。

为了方便设计者和使用者，制造商将仪用放大器的外接电阻（有时包括外接电容）直接制作在芯片内，这就是单片集成运算放大器。当然，其价格比运算放大器芯片要贵一些。

单片仪用放大器有多种电路，如高精度仪用放大器、低功耗仪用放大器、低噪声低失真仪用放大器、精密增益放大器、高速仪用放大器、高共模电压仪用放大器、轨至轨输出 CMOS 仪用放大器、轨至轨输入/输出仪用放大器、快速稳定仪用放大器等。这些放大器主要用于传感器微弱信号放大、仪器仪表等工业领域，也用于商业和日常生活等领域。

第一节 高精度仪用放大器 INA101

一、简介

INA101 是单片集成高精度仪用放大器，它的主要特点是共模抑制比 CMRR 高，以提高抗共模干扰能力。单片式仪用放大器把三个运算放大器集成在一个芯片内，内部电阻采用激光校正金属镀膜技术，其精度高，稳定性好。

1. INA101 的封装

INA101 有 TO-100 金属封装、14 脚 DIP 塑料封装，16 脚 DIP 陶瓷封装以及 SOL-16 表面封装等形式，其引脚排列（前三者）如图 2.1 所示。

INA101 主要用于热电偶热电动势的放大、热电阻检测（RTD）、远程传感检测、低电平信号放大、医疗仪器等。

INA101 一般有三个级别，即民用/商用级（ $0 \sim +70^\circ\text{C}$ ）、工业用级（ $-40 \sim +85^\circ\text{C}$ ）和军用级（ $-55 \sim +125^\circ\text{C}$ ），选用时需注意，不同级别的产品价格相差很大。

2. 引脚功能

- $+U_{CC}$ 、 $-U_{CC}$ ：正、负电源端。
- $+Input$ 、 $-Input$ ：信号输入端。
- Gain Set1、Gain Set2：增益设置端，由两端子间外接电阻 R_G 来确定增益的大小， $A_F = 1 + 2 \times 20\text{k}\Omega / R_G (\text{k}\Omega)$ 。
- Gain Sense1、Gain Sense2：增益检测端（仅 14 脚和 16 脚 DIP 有）。
- Output：单片运放仪用放大器的输出端。

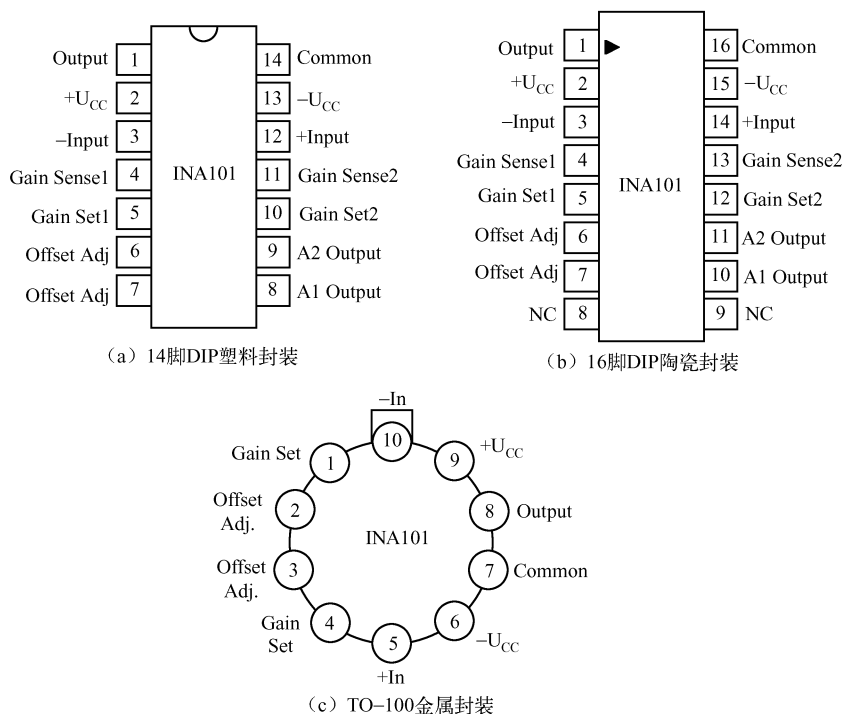


图 2.1 INA101 封装形式及其引脚排列

- A_1 Output、 A_2 Output: 芯片内运放 A_1 和 A_2 的输出端（仅 14 脚和 16 脚 DIP 封装有）。
- Offset Adj、Offset Adj: 失调电压调节端，用于失调电压的调节（外接电位器）。
- Common: 公共端。

3. INA101 内部电路框图

INA101 各种封装形式产品的内部电路都相同，只是 DIP 形式封装比 TO-100 封装多出四个端子，其内部框图如图 2.2 所示。

4. 设计使用要点

(1) 电源滤波

电源内阻较高或噪声应用场合，应加电源滤波电容，建议用钽电容（ $1\mu\text{F}$ 即可），且电容应尽量靠近芯片电源端子，电路如图 2.3 所示。

(2) 公共端和地应低阻连接

印制板的公共端和地应用较宽、较短的敷铜条。

(3) 增益设定

由图 2.2 可知，INA101 单片仪用放大器的增益主要由前置级的差动放大器 A_1 和 A_2 确定（输出级的增益为 1），即

$$A_F = 1 + 2 \times 20\text{k}\Omega / R_G$$

式中， R_G 为外接电阻（ $\text{k}\Omega$ ），应选用性能稳定的金属膜电阻或小型绕线电阻。

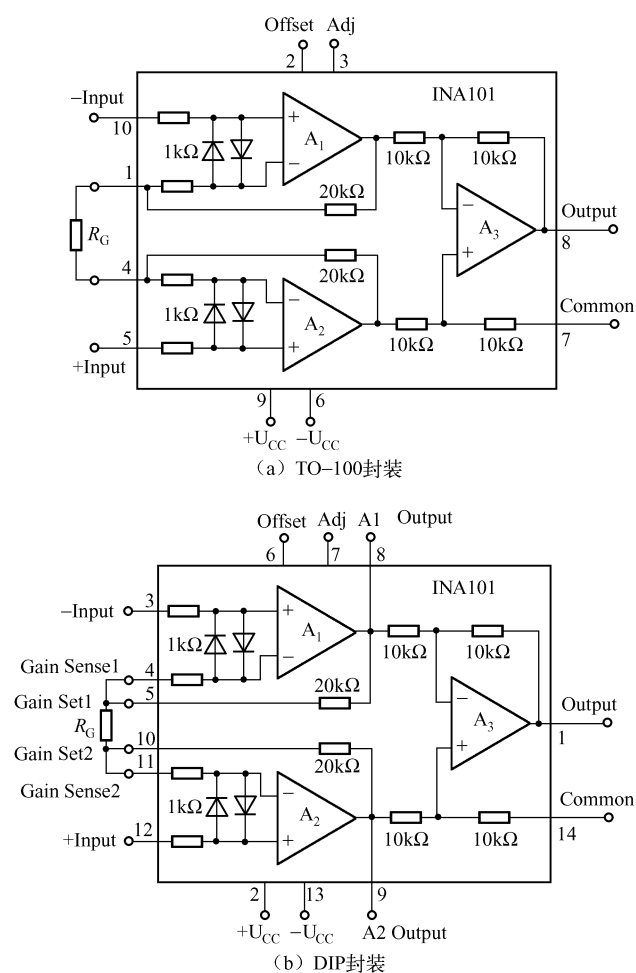


图 2.2 INA101 内部框图

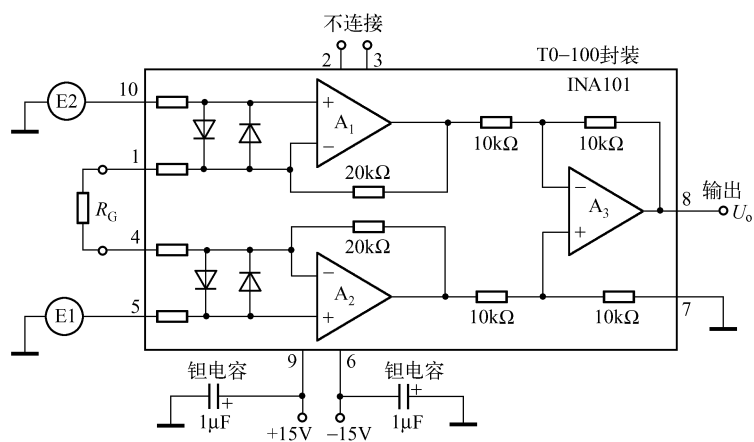


图 2.3 INA101 的基本连接电路

二、INA101 高精度差动仪用放大器应用电路

由 INA101 组成的高精度差动仪用放大器应用电路如图 2.4 所示。它是一个实用电路，具有可微调输入失调电压和输出失调电压调节的功能。输入失调电压用一个 $100\text{k}\Omega$ 的电位器 R_{p1} 调节；输出失调电压用一个 $100\text{k}\Omega$ 的电位器 R_{p2} 调节。输出失调的调节是通过电压跟随器进行的，跟随器的输出接至 INA101 的 Common 端，调 R_{p2} 可使输出失调最小。

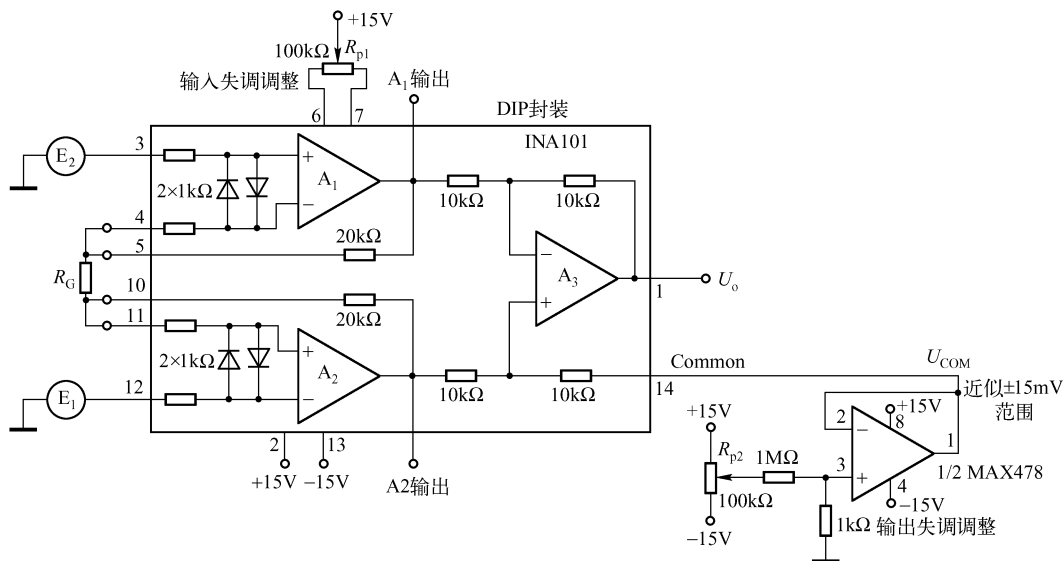


图 2.4 INA101 高精度差动仪用放大器应用电路

第二节 低功耗仪用放大器 INA102

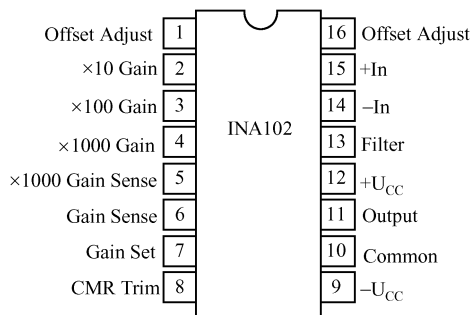


图 2.5 INA102 的引脚排列

INA102 是高精度单片式仪用放大器，其引脚排列如图 2.5 所示，内部电路框图如图 2.6 所示。

一、INA102 的特点和基本使用方法

① 功耗低，可用于低静态功率条件下的信号放大。

② 内部有精密镀膜电阻，具有良好的温度特性和稳定性。

③ 内部电阻采用激光校正技术，保证了高增益的精度和较高的共模抑制比 CMRR，避免了选用昂贵精密电阻的麻烦。

④ 因为功耗低，可用干电池供电用于便携式仪表。

⑤ 增益可通过引脚连线进行选择，其增益有 1、10、100 和 1000 四种，可用于各种信号源的放大，如热电偶、应变电桥等输出信号的放大，还可用于远程传感放大、低电平信号放大、多通道系统等。

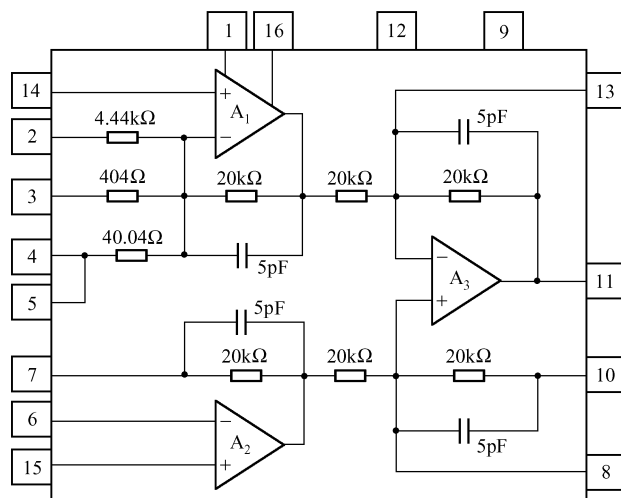


图 2.6 INA102 的内部电路框图

⑥ 使用方法简单。INA102 的两个电源端子（ $+U_{CC}$ ， $-U_{CC}$ ）均应接（对地）钽电容（ $1\mu\text{F}$ ）；输入失调电压、输出失调电压和共模抑制比可用外接电位器调节。

图 2.7 所示为用 R_{p1} 调节输入失调电压、用 R_{p2} 调节输出失调电压的电路。

图 2.8 所示为用外接电位器 R_p 调节共模抑制比 CMRR 的电路。调节时需将两输入端短路，再将共模电压加到输入端和地之间。

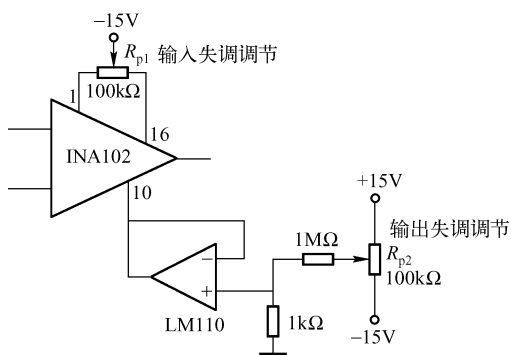


图 2.7 INA102 的失调电压调节电路

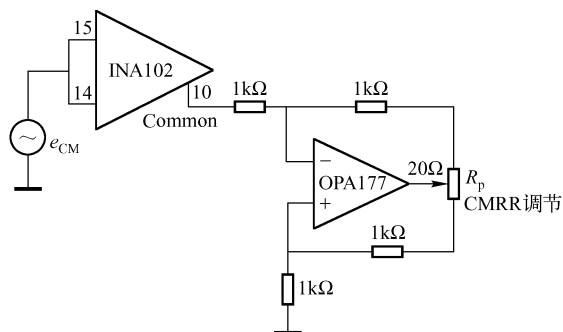


图 2.8 INA102 的 CMRR 调节电路

二、应用电路设计

1. INA102 自动校零仪用放大器

由 INA102 和模拟开关 MAX325 等可组成自动校零仪用放大器，电路如图 2.9 所示。设

计应用要点如下。

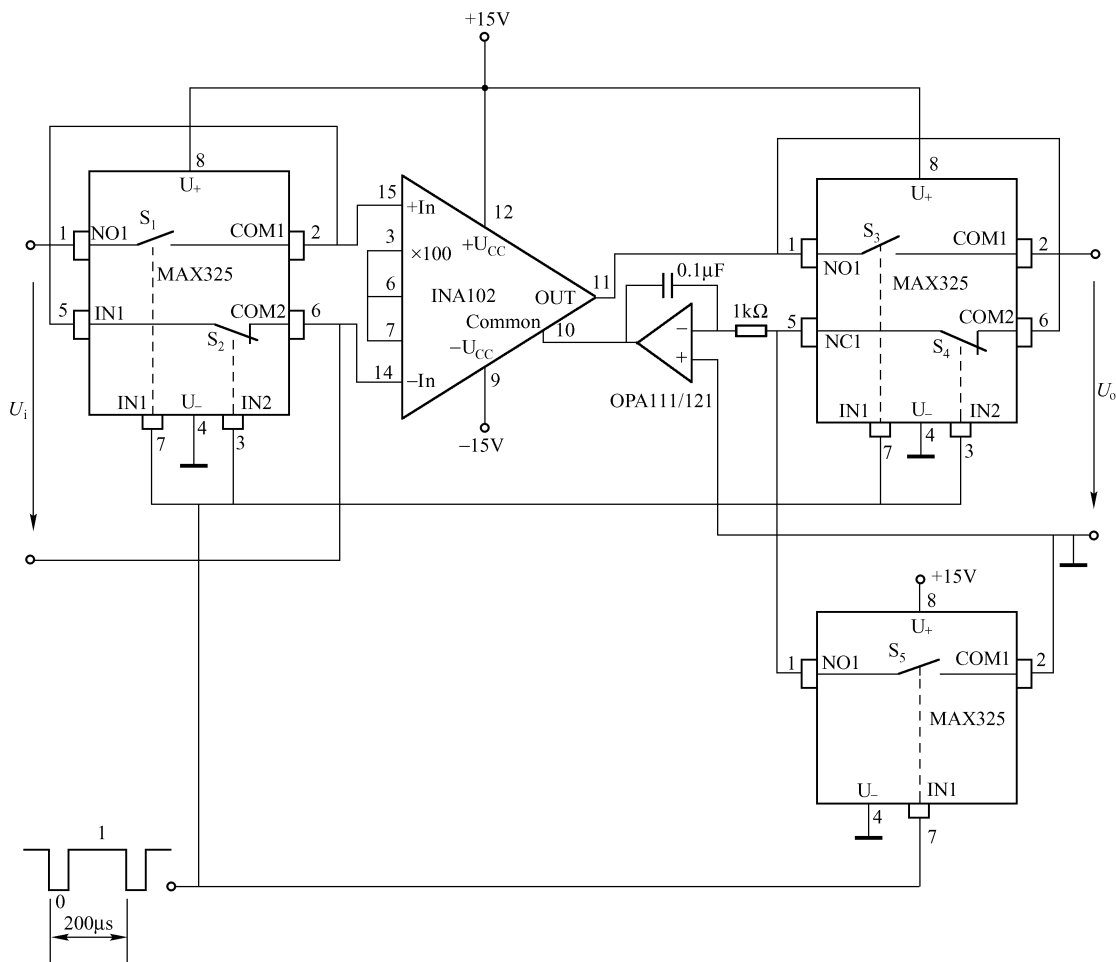


图 2.9 INA102 自动校零仪用放大器

(1) MAX325

MAX325 为单电源芯片，电源电压为 $+2.7 \sim +15\text{V}$ ，接通电阻典型值为 $R_{\text{ON}} = 33\Omega$ ，此值较小，对其他芯片的影响不大。MAX325 的引脚排列和真值表如图 2.10 所示。它有两个开关，一个常开，一个常闭，开启与闭合由逻辑控制端决定。当控制端 IN1 为“1”时， S_1 闭合，1 脚和 2 脚接通，与此同时， S_2 断开，将 5 脚与 6 脚切断。

(2) INA102

INA102 的 6 脚与 7 脚连接后再与 3 脚相连，其增益为 100；运放 OPA 111/121 的输出与 INA102 的 10 脚相连，用于失调电压的调零。

(3) INA102 自动校零仪用放大器

INA102 自动校零仪用放大器电路共用 4 个 MAX325 模拟开关，电路的控制模式见表 2.1。

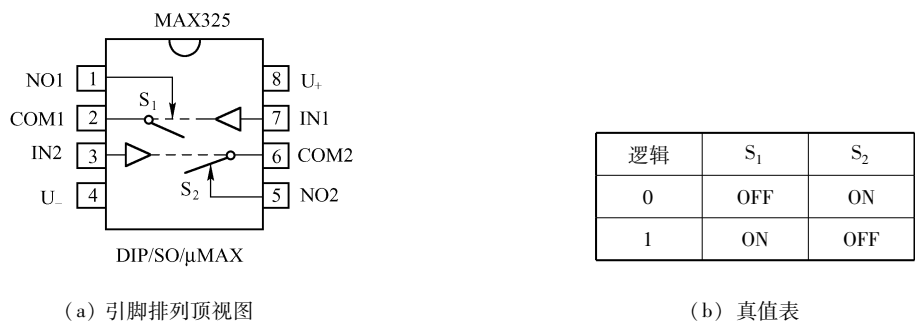


图 2.10 MAX325 引脚排列及真值表

表 2.1 INA102 自动校零仪用放大器的控制模式

逻辑控制	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	模 式
0	开	闭	开	闭	开	自动校零
1	闭	开	闭	开	闭	信号放大

当逻辑为 0 时，图 2.9 左边的模拟开关 S₁ 开启，将 MAX325 的 2 脚与 6 脚短接，运放 INA102 的输入为零，S₄ 闭合，通过运放 OPA111/121 校零；当逻辑为 1 时，S₁ 闭合，S₂ 断开，输入信号加到 INA102 的两个输入端，因 S₃ 和 S₅ 闭合，被放大的信号送至输出端。

逻辑信号是周期为 200μs 的方波信号，可由方波产生电路得到。

2. 应变片电桥差动放大器

金属应变片广泛用于测量质量、拉力、应力、压力等参数，常采用电桥的形式进行测量，下面以吊钩电子秤为例介绍用应变电桥，即 INA102 仪用放大器测量质量的方法。

(1) 应变电桥的设计方法

测量质量、重力常常用金属应变片来制作传感器。将应变片粘贴在弹性元件上（弹性元件用钢材料制作），其中两枚应变片对称竖贴，另外两枚对称横贴，如图 2.11（a）所示。

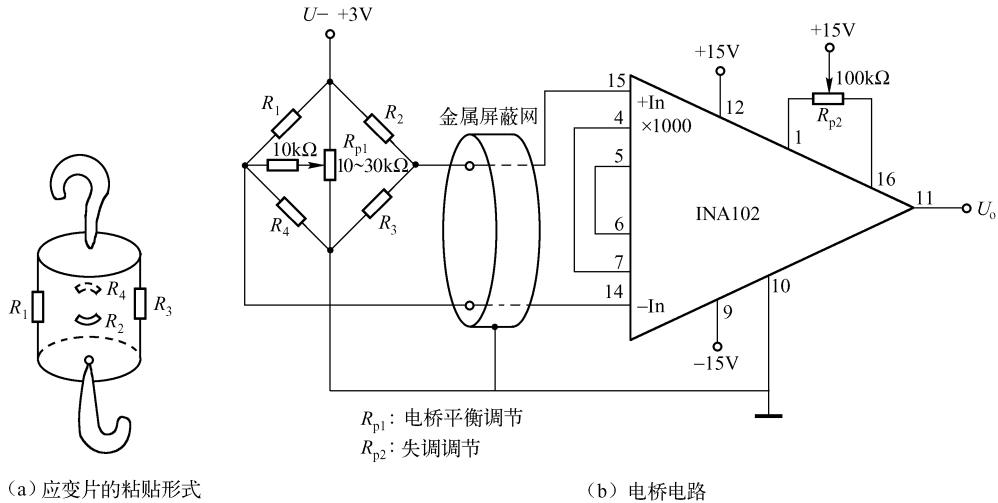


图 2.11 应变片电桥差动放大器

值得注意的是,应变片的粘贴形式必须和电桥电路各桥臂电阻对应起来,具体地说,受力方向相同的两只应变片必须贴在电桥的相对桥臂上。吊钩传感器上的 R_1 和 R_3 受拉力后,电阻变大 ($\Delta R > 0$),而 R_2 和 R_4 受拉力后电阻变小 ($\Delta R < 0$),因此,应变片 R_1 和 R_3 应放在电桥的相对臂上, R_2 和 R_4 应放在另一相对臂上。只有这样,测量电桥(吊钩受力后)才有输出;否则,若将 R_1 和 R_3 放在电桥的相邻臂上,电桥的输出将为零。

测量电桥的输出电压为

$$\Delta U_o = \frac{1}{2} UK \varepsilon (1 + \mu) \quad (2.1)$$

式中, U 为电桥的电源电压,简称桥压; K 为应变片的灵敏度,国产应变片 $K=2.0$; ε 为应变,单位为 $\mu\omega$ (微应变), $1\mu\omega = 10^{-6}$; μ 为弹性元件的泊松比,对于中碳钢, $\mu \approx 0.285$ 。

电桥的输出电压一般都比较小,例如,当桥压 $U=3V$, $\varepsilon=2000\mu\omega$ 时, $\Delta U_o=7.7mV$,这个电压需要放大。电桥的放大电路如图 2.11 (b) 所示。图中将 INA102 设定为增益为 1000 的放大器。放大器的增益应根据实际需要设定,如果放大后的电压要输入至 A/D 转换器,则要求放大后的电压为 $1 \sim 2V$ 。

(2) 测量电桥的调零

测量电桥由应变片组成,应选用特性相同的 4 枚应变片,它们的阻值应相等,常选用国产的 120Ω 应变片。当电桥搭成后,在不受力的情况下,用精密电压表测量电桥的输出会发现电压不为零。因此,必须在零输入的情况下,对电桥进行校零。图 2.11 (b) 中,用 R_{p1} 和 R_{p2} 电位器进行校零。 R_{p2} 的范围应在 $10 \sim 30k\Omega$,选用精密多圈电位器。在现代测量电桥中,常采用这种调零方法。

(3) 屏蔽

传感器的输出电压送至控制室要用电缆。一般的电缆存在分布电容和分布电感,会产生电磁干扰,因此,必须采用屏蔽电缆。电缆的芯线传输信号,其金属屏蔽网要接地,如图 2.11 (b) 所示。

3. 生物电信号放大器

人体或生物体都会产生微弱的生物电信号。在现代医疗仪器中,常采用一些放大器来放大、处理这些生物电信号。图 2.12 所示的生物电信号放大器由微功耗仪用放大器 INA102 和隔离放大器 3656 等组成。可用于心电图记录仪,也可用于微弱生物电的放大。其前置级由 INA102 组成,主要用于对微弱信号的放大,放大倍数设定为 1000;后级为隔离输出级,主要用于隔离干扰信号,防止有用信号湮没在噪声中。关于 3656 的详细资料请参阅本书有关章节或其他有关文献。

电路用隔离电源供电,分为输入隔离电源和输出隔离电源。例如,722 隔离电源,其输入隔离电源的公共端用符号 \perp 表示;输出隔离电源的公共端用符号 $\overline{\perp}$ 表示。这两组电源不同于一般的稳压电源,不能用双路稳压电源代替隔离电源。

4. K 型热电偶放大/V-F 转换器

K 型热电偶放大器由 INA102 组成,它将热电偶的热电动势进行放大和冷端温度补偿后,再送至电压/频率转换器 AD VFC32 进行频率转换。

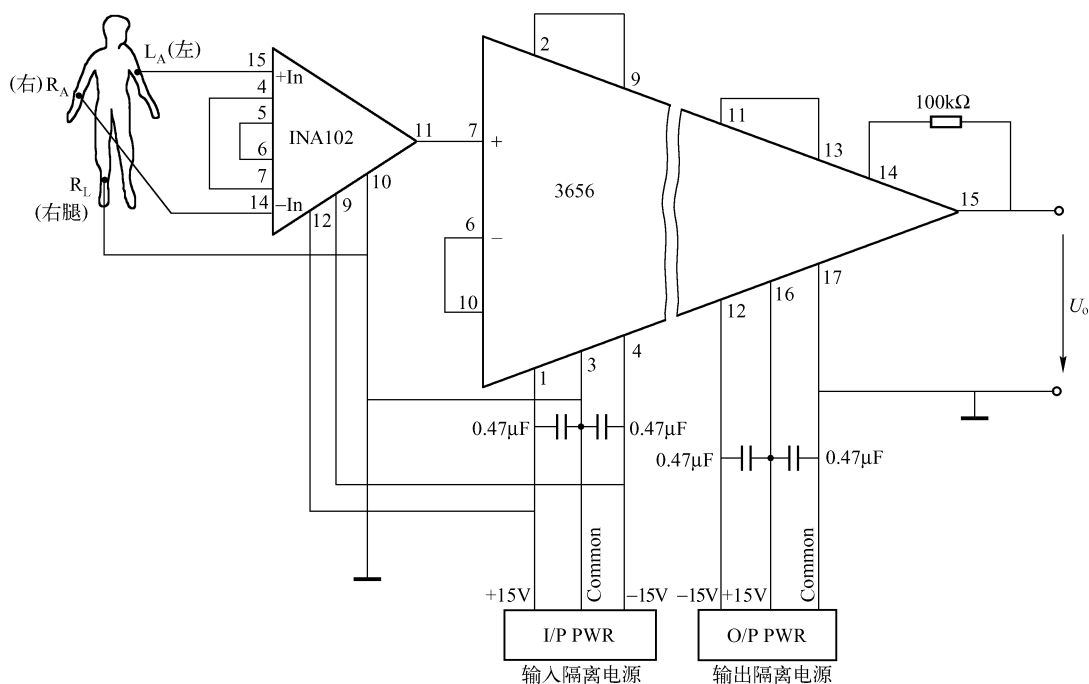


图 2.12 生物电信号放大器

在工业现场中,热电偶放大器的输出是电压信号,若用电缆直接传输电压信号会受到较严重的电磁干扰,一般是将电压信号转换成电流信号或频率信号再进行传输。

频率信号可以用电缆传输，也可以用无线电发射的方法进行传输。

常用的 K 型热电偶有铜 - 康铜、镍铬 - 镍铝、镍铬 - 镍硅、镍铬 - 康铜、铁 - 康铜、铈₁₀ - 铂等, 这些热电偶都可以用图 2.13 所示的 K 型热电偶放大/V - F 转换器电路来放大

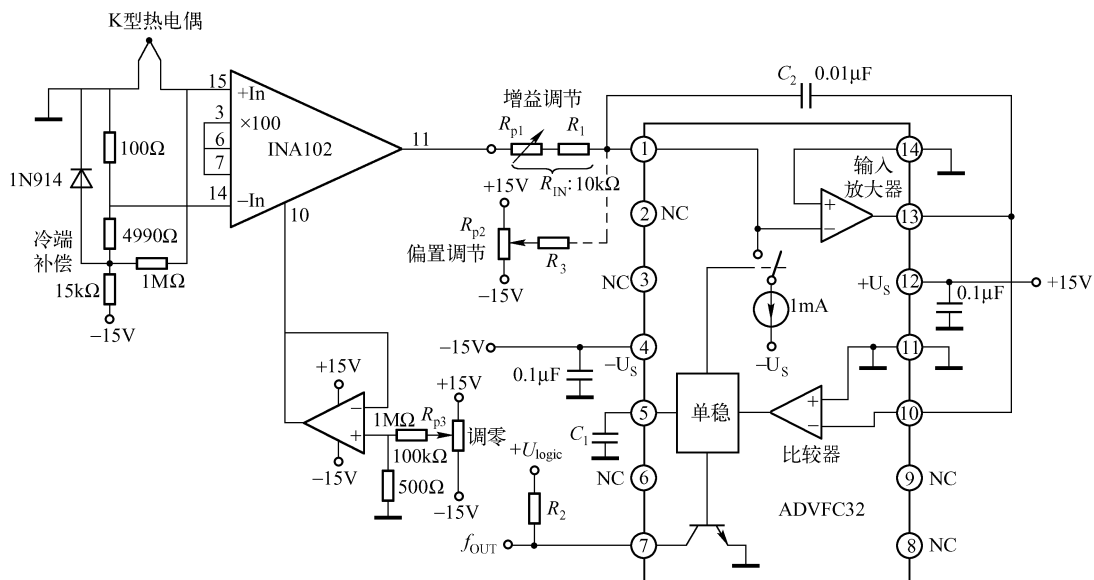


图 2.13 K 型热电偶放大/V-F 转换器

其热电动势，放大器的增益设定为 100。以铜 - 康铜热电偶为例，其测温范围为 $-270 \sim +400^{\circ}\text{C}$ ，热电动势的范围为 $-6.258 \sim +20.869\text{mV}$ ，因此 INA102 设定的增益 (100) 是比较合适的。

ADVFC32 为单片结构 V - F、F - V 转换器，其线性误差较低，10kHz 时最大为 $\pm 0.01\% \text{FS}$ ；100kHz 时最大为 $\pm 0.05\% \text{FS}$ ；500kHz 时最大为 $\pm 0.2\% \text{FS}$ 。ADVFC32 的其他有关资料可查阅本书的有关章节或其他文献。

放大器 INA102 的调零方法为，将两输入端 $+ \text{In}$ 和 $- \text{In}$ 短路，将输出端接 $4 \frac{1}{2}$ 位数字电压表，调节 R_{p3} 使输出为零。

5. 应变电桥电压 (2 ~ 10V) / 电流 (4 ~ 20mA) 转换器

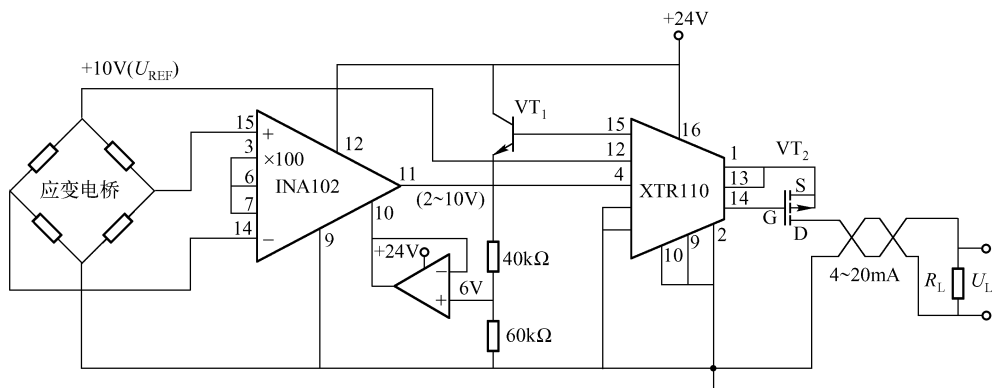
(1) 应变电桥

电阻应变片电桥的输出信号为电压，其输出电压的大小与桥压（电桥工作电压） U_i 、应变片的灵敏度 K 以及应变片所受的应力（应变） ε 成正比。当桥压、灵敏度一定时，电桥的输出与所受应力成正比。因此，电桥的输出电压随着不同的测量对象、受力大小而不同。图 2.14 所示电路的电压放大器 INA102 的设定增益暂定为 100，INA102 的输出电压范围在 2 ~ 10V，将这一电压信号转换成电流信号采用电压/电流转换器 XTR110。

(2) 电压/电流转换器 XTR110

XTR110 为单片式电压/电流变换器，它可将输入的 0 ~ 5V、0 ~ 10V、2 ~ 10V 电压变换为 4 ~ 20mA、0 ~ 20mA、5 ~ 25mA 或其他电流输出，工业测量中常需要这种变换。输入电压为 2 ~ 10V，变换电流为 4 ~ 20mA，因此，应将 3 脚、5 脚、9 脚、10 脚连在一起作为公共端；4 脚和公共端输入 2 ~ 10V 电压。电流输出按如下连接：将 1 脚与 13 脚短接后接场效应管 MOSFET 的源极 S，14 脚接 MOSFET 的栅极 G，由漏极 D 输出 4 ~ 20mA 的电流。

关于 XTR110 的详细资料请参阅本书其他有关章节或其他文献。



注：应变片可选 60Ω、120Ω、300Ω、350Ω、600Ω、1000Ω 中的任一种。

图 2.14 应变电桥电压/电流转换器

VT_1 为应变电桥和 $40k\Omega - 60k\Omega$ 分压器供电, 应选中功率晶体管; VT_2 的漏极 D 提供 $4 \sim 20mA$ 负载电流, 用一般的中小功率 MOSFET 即可。

6. 增益可选择隔离仪用放大器 (介绍 INA102 选择增益的方法)

图 2.15 所示为增益可选择隔离仪用放大器电路, 由微功耗仪用放大器 INA102 和隔离放大器 ISO100/3656 组成, 输出级的引脚标注为分数形式, 分子表示 ISO100 的引脚, 分母表示 3656 的引脚。

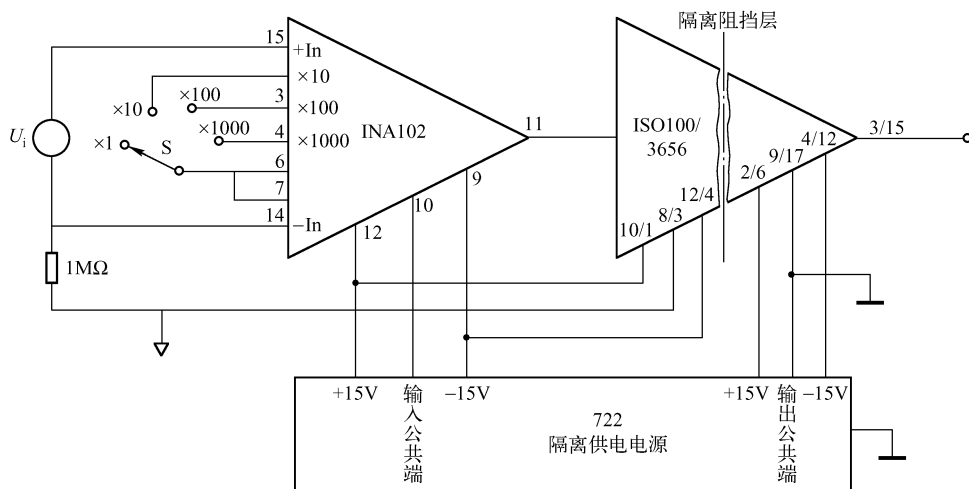


图 2.15 增益可选择隔离仪用放大器

(1) INA102 选择增益的方法

INA102 的增益有 1、10、100、1000 四种供用户选择。如图 2.15 所示, 将 6 脚和 7 脚短接后接到单口四掷开关的滑动触头上, S 掷于 $\times 1$ 挡其增益为 1, 掷于 $\times 10$ 挡其增益为 10, 依次类推。

(2) 隔离放大器 ISO100/3656

ISO100 为光电隔离放大器, 3656 为磁电 (变压器) 隔离放大器, 它们可将输入级与输出级进行隔离, 使之没有电的联系, 通过光电转换或磁电转换将输入信号放大传递至输出端。

7. 可编程仪用放大器

可编程仪用放大器由 INA102 和 PGA202 组成, 如图 2.16 所示。

INA102 的输入端接入 4 个二极管限幅, 防止输入电压过高而损坏内部电路, 应选用低漏电流的管子, 如 IN3286 (7nA) 等。该级的增益为 1 (6 脚与 7 脚相连后不再与其他引脚相连)。

输出级 PGA202 的可编程增益为 1、10、100、1000, 按图示编码方式可得到实际需要的增益。

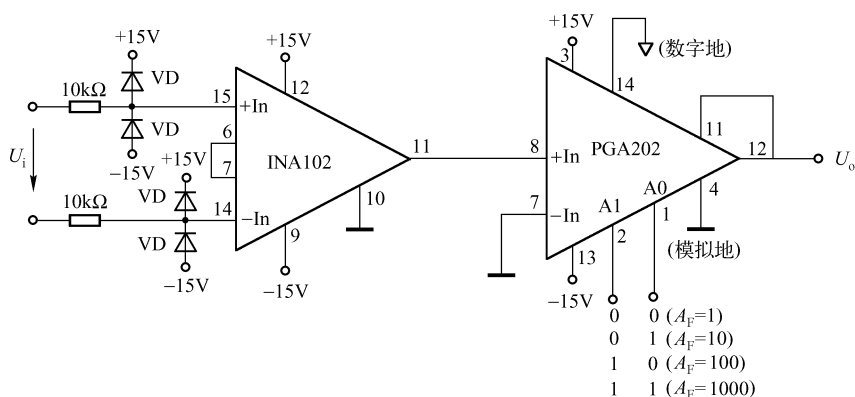


图 2.16 可编程仪用放大器

第三节 低噪声低失真度仪用放大器 INA103

INA103 是单片仪用放大器电路, 具有极低的噪声和失真度, 用途广泛, 本节作一些简单介绍。

一、简介

1. 特点

- ① 采用电流反馈电路, 频带宽度很宽, 具有优良的动态响应特性。
- ② 可用于低电平的音频信号放大, 如低阻话筒放大器。
- ③ 内有消除失真电路, 可把失真降到极低程度; 对低内阻信号源具有理想的消噪声特性。
- ④ 电源电压范围为 $\pm 9 \sim \pm 25\text{V}$ 。

2. INA103 的封装、内部电路框图和引脚功能

(1) 封装

INA103 采用 DIP 16 脚塑料封装、16 脚 DIP 陶瓷封装和 SOL-16 表面封装 (贴片式), 其引脚排列如图 2.17 所示。

(2) 内部电路框图

INA103 的内部电路框图如图 2.18 所示。它由两级运算放大器组成, A_1 和 A_2 组成差动放大器, 当 14 脚连接到 6 脚时, 其放大倍数为

$$A_{F1} = 1 + \frac{2 \times 3\text{k}\Omega}{60.6\Omega} = 100$$

输出级由 A_3 组成, 也为差动放大器, 其增益为 1。整个电路 (不外接电阻) 的增益为 100。

INA103 的 2 脚和 15 脚之间外接增益调节电阻 R_G 可得到多种不同的增益, 给应用带来方便。

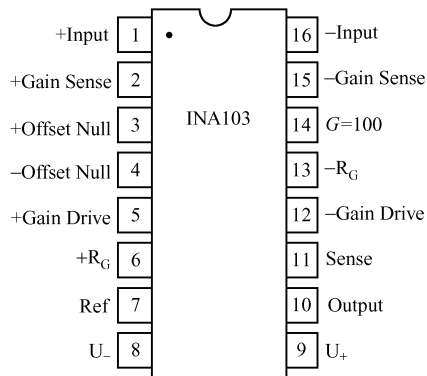


图 2.17 INA103 的引脚排列

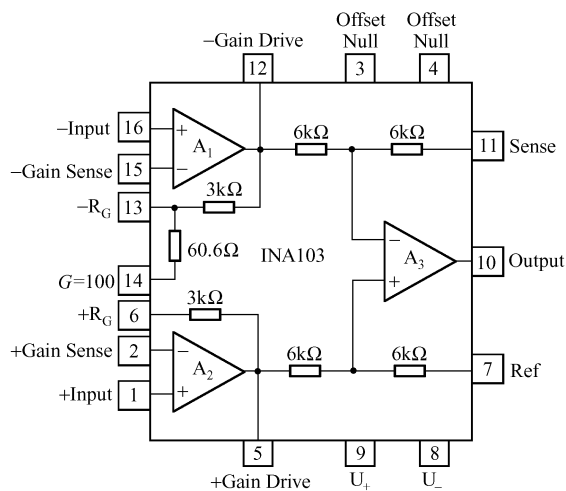


图 2.18 INA103 的内部电路框图

(3) 引脚功能

- U_+ (9 脚)、 U_- (8 脚)：电源的正、负端。
- +Input (1 脚)、-Input (16 脚)：输入信号的正、负接线端。
- $G=100$ (14 脚)：接 6 脚时，电路的电压增益为 100。
- +Gain Drive (5 脚)、-Gain Drive (12 脚)：增益驱动端，分别是 A_2 和 A_1 的输出端。
- +Gain Sense (2 脚)、-Gain Sense (15 脚)： A_2 和 A_1 的反相输入端。
- $+R_G$ (6 脚)、 $-R_G$ (13 脚)：外接增益电阻端。

这几个端子应组合应用，将 15 脚与 13 脚连在一起，2 脚与 6 脚连在一起，之后将 6 脚与 13 脚外接电阻 R_G 可设计成所需要的增益电路。

- Offset (3 脚)、Offset (4 脚)：失调电压调零端，主要用于 A_3 的失调电压的调零。
- Sense (11 脚)：检测端，此端和 10 脚相接或外接电阻再与 10 脚相接，它可改变 A_3 的放大倍数，对 A_3 的放大倍数有“敏感”的调节作用，常把它们作为输出检测端。
- Ref (7 脚)：参考端，一般此端接地或通过电阻接地。
- Output (10 脚)：输出端。

二、应用电路

1. 基本放大电路

(1) 输入级增益选择电路

INA103 的输入级由 A_1 和 A_2 组成，它是一个由双运放组成的差动放大器，其基本电路连接方式如图 2.19 所示。

由 INA103 输入级增益选择的连接电路和 INA103 的内部框图可以看出，它的电压放大倍数为

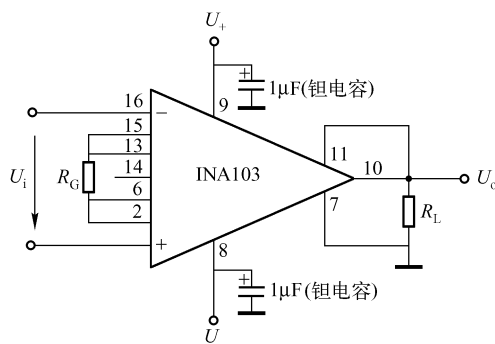


图 2.19 INA103 输入级增益选择电路

$$A_{F1} = 1 + \frac{2 \times 3\text{k}\Omega}{R_G}$$

由此式可以计算出输入级的增益选择, 见表 2.2。

表 2.2 INA103 输入级增益选择

增益/dB	增益 (放大倍数)	R_G/Ω
0	1	∞
10	3.16	2774
20	10	667
30	31.6	196
40	100	60.6
50	316	19
60	1000	6

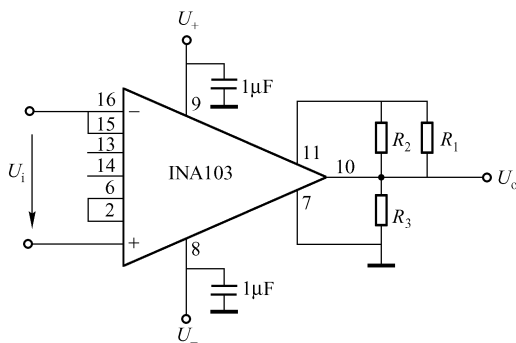


图 2.20 INA103 输出级增益选择电路

INA103 的正、负电源均应加接滤波电容, 最好选用 $1\mu\text{F}$ 的钽电容, 并尽量靠近芯片的 8 脚和 9 脚。因为电路的共模抑制比和内部电阻、外接电阻有关, 因此各引脚必须低阻连接, 即使存在极小的连接电阻, 都会使共模抑制比下降。增益调节电阻 R_G 应直接连在芯片引脚上, 使引线尽可能地短。

(2) 输出级增益选择电路

INA103 的输出级由 A_3 组成, 通过外接电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 可调节其增益的大小, 增益调节电路如图 2.20 所示, 增益为

$$A_F = \frac{R_2 // 12\text{k}\Omega + R_1 + R_3}{R_2 // 12\text{k}\Omega}$$

由此式计算出的增益见表 2.3。

表 2.3 INA103 输出级增益选择

增益/dB	R_1 、 $R_3/\text{k}\Omega$	R_2/Ω
2	1	2400
5	1.2	632
10	1.2	273

(3) 失调电压调节电路

INA103 内部电阻均采用激光校正技术, 在很多情况下不必进行失调电压调节, 但在一些要求失调极小的应用中, 需要在 3 脚和 4 脚间加接一个电位器 R_p , 用于对输出失调电压的调节, 而对输入级的失调影响很小。失调电压的调节电路如图 2.21 所示。

(4) 共模抑制比 CMRR 调节电路

共模抑制比 CMRR 调节电路如图 2.22 所示, 将 7 脚通过一个电位器 R_p 接地。显然, 它和 A_3 的放大倍数 A_{F2} 有关, R_p 额定电阻为 20Ω , 应选择多圈电位器。

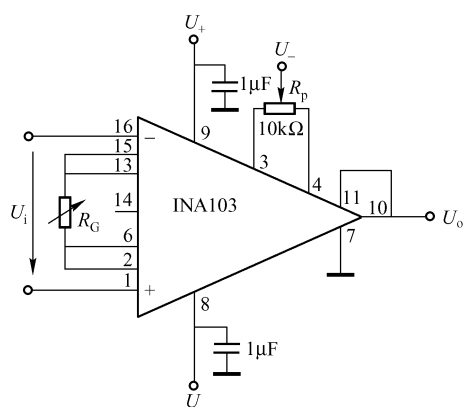


图 2.21 INA103 失调电压调节电路

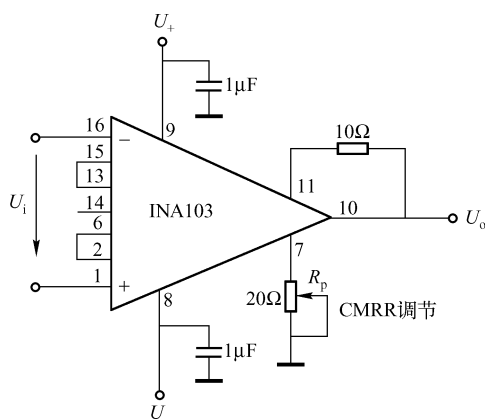


图 2.22 共模抑制比 CMRR 调节电路

2. 差动高输入阻抗缓冲放大器

为了提高由 INA103 组成的差动放大器的输入阻抗，可在它的两个输入端子上外接具有高输入阻抗的运算放大器，如图 2.23 所示。

MAX478 是双运放芯片，为 8 脚 DIP/SO 封装，各引脚功能见表 2.4。MAX478 的差动输入阻抗典型值为 $20\text{G}\Omega$ ，共模输入阻抗典型值为 $12\text{G}\Omega$ ，输入阻抗之高是比较理想的；MAX478 的开环放大倍数 $A_o = 700\text{V/mV} = 70000$ （无负载时的典型值）或 $A_o = 200\text{V/mV} = 200000$ （负载 $R_L = 50\text{k}\Omega$ 的典型值），本例接成电压跟随器，它的闭环增益接近于 1。

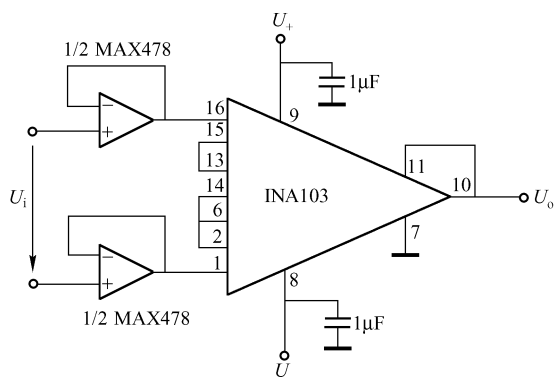


图 2.23 差动高输入阻抗缓冲放大器

表 2.4 MAX478 的引脚功能

输入端	引脚号	输出端	引脚号	电源端	引脚号
INA +	3	OUTA	1	U_+	8
INA -	2				
INB +	5	OUTB	7	U_-	4
INB -	6				

下面估算一下本例的差动高输入阻抗缓冲放大器电路的输入阻抗。

电路的差动输入阻抗 $R_{id} \approx 2r_c = 2 \times 12\text{G}\Omega = 24\text{G}\Omega$ ；共模输入阻抗 $R_{ic} \approx r_c/2 = \frac{1}{2} \times 12\text{G}\Omega = 6\text{G}\Omega$ 。该电路是一个名副其实的高输入阻抗差动放大器。总之，该电路是一个低噪声、低失真、高输入阻抗差动放大器电路。

3. 屏蔽驱动电缆电路

在工程上，有时运算放大器的两个输入端子需要接较长的电缆，如不采取措施将会受到电磁信号的串扰。运用图 2.24 所示的屏蔽驱动电缆电路，可使输入线分布电容引起的共模

电磁干扰降低到最小。INA103 内部运放 A_1 的输出端为 12 脚, A_2 的输出端为 5 脚, 将两输出端通过两个 $10\text{k}\Omega$ 的电阻接入由 OPA602 组成的电压跟随器, 使电缆线的屏蔽层和两输出端具有同电位, 就达到了抗干扰的目的。这是一种有效的抗干扰技术。

注意: 图 2.24 中未画出电源及其滤波电容线路。

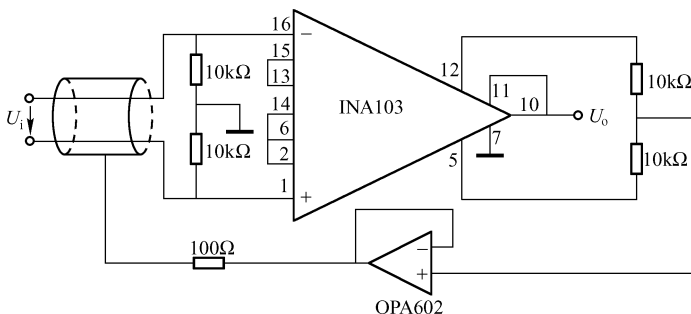


图 2.24 屏蔽驱动电缆电路

第四节 低噪声低失真度仪用放大器 INA166/INA217

INA166/INA217 和 INA103 相似, 内部采用电流反馈电路设计, 两者都是低噪声、低失真度差动式仪用放大器。INA166 和 INA217 也存在着差别, 但共性大于差异, 故放在一起介绍。

一、特点

- ① INA166/INA217 都是低噪声、低失真度, 具有电流反馈的单片式仪用放大器。
- ② INA166/INA217 都可用于微弱信号、低电平信号的放大, 如用于微音器 (麦克风) 和 underwater 声纳等设备。
- ③ INA166/INA217 都具有很宽的带宽, 可用于工业、仪表和医疗仪器等领域。
- ④ INA166/INA217 对低内阻信号, 特别是内阻小于 200Ω 的信号能提供非常理想的低噪声性能。

二、INA166/INA217 的引脚功能和内部电路框图

1. INA166 的引脚功能及其内部电路框图

INA166 为 SO-14 封装, 其引脚排列如图 2.25 所示, 内部电路框图如图 2.26 所示。

引脚功能如下:

- U_{o1} (1 脚)、 U_{o2} (14 脚): 内部放大器 A_1 和 A_2 的输出端。
- GSI (3 脚)、GS2 (12 脚): 外接增益调节电阻 R_G 的接线端。
- U_i+ (5 脚)、 U_i- (4 脚): 信号的输入端。
- U_+ (11 脚)、 U_- (6 脚): 外接电源的正负端。
- Sense (8 脚): 电压敏感端, 又称输出电压检测端。
- Ref (10 脚): 参考端, 此端常接地或接到电压跟随器的输出端。

- U_o (9 脚): 内部放大器 A_3 的输出端, 也是整个电路的电压输出端。

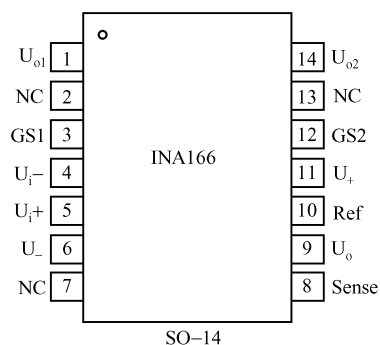


图 2.25 INA166 的引脚排列 (正视图)

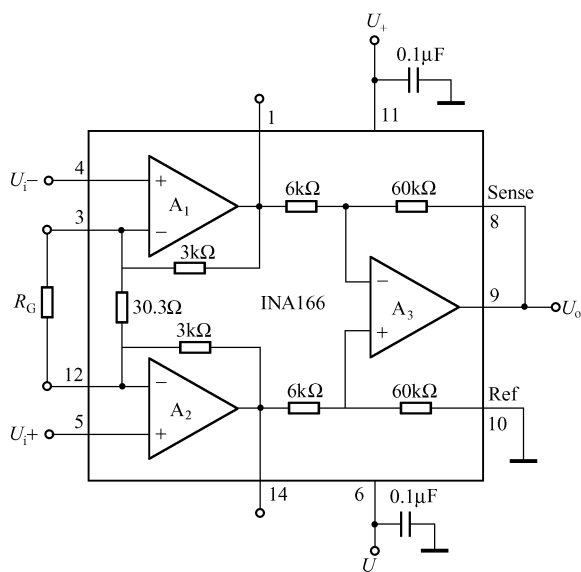


图 2.26 INA166 的内部电路框图

2. INA217 的引脚功能及其内部电路框图

INA217 有 DIP-8 和 SOL-16K 两种封装形式, 但其功能完全相同, 可以互相代换, 只是 SOL-16 封装有 8 个空脚 (即 NC), 代换时需注意。INA217 的引脚排列如图 2.27 所示; 内部电路框图如图 2.28 所示。

引脚功能 (以 DIP-8 封装为例) 如下:

- R_{G1} (1 脚)、 R_{G2} (8 脚): 必须外接增益调节电阻 R_G 。和 INA166 不同, INA166 在总增益 $G=2000$ 的情况下, 可不接 R_G 。
- 其他引脚 (U_{i+} 、 U_{i-} 、 U_+ 、 U_- 、 U_o 、Ref): 请参见 INA166 的引脚介绍。

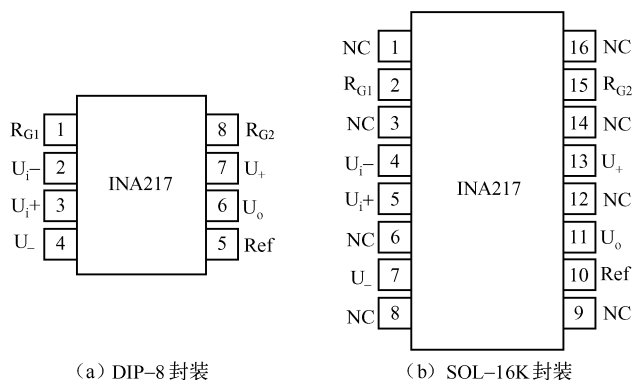


图 2.27 INA217 的引脚排列

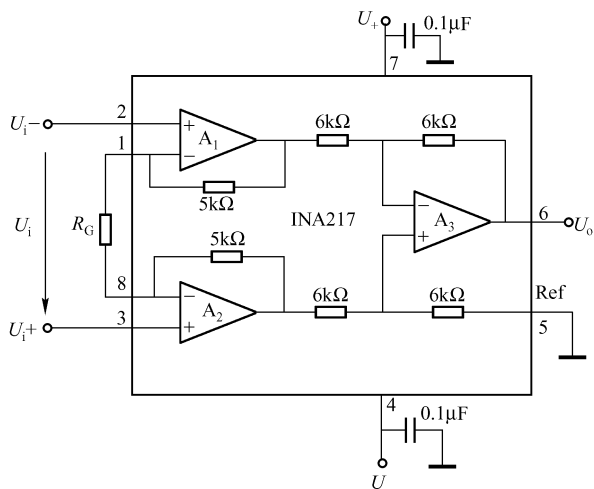


图 2.28 INA217 的内部电路框图

三、应用电路

1. INA166 基本放大电路

由 INA166 组成的基本放大电路同 INA166 内部电路框图。不接 R_G 时，由 A_1 和 A_2 组成的差分放大器的电压增益为 $A_{F1} = 1 + 2 \times 3\text{k}\Omega / 30.3\Omega = 199 \approx 200$ ；由 A_3 组成的差分放大器的电压增益为 $A_{F2} = \frac{60\text{k}\Omega}{6\text{k}\Omega} = 10$ ；总的电压增益为 $A_F = A_{F1} A_{F2} \approx 2000$ 。

当外接 R_G 时，整个电路的增益为

$$A_{F1} = \left(1 + \frac{2 \times 3\text{k}\Omega}{30.3\Omega // R_G} \right) \times \frac{60\text{k}\Omega}{6\text{k}\Omega}$$

注意：芯片接电源时应加滤波电容（ $0.1\mu\text{F}$ ），最好选用钽电容，搭接电路时电容尽量靠近芯片的电源端子。

2. INA217 的基本放大电路

INA217 的基本放大电路同 INA217 的内部电路框图，电路的电压放大倍数由 R_G 来控制，由 A_1 和 A_2 组成的差分放大器的电压增益为 $A_{F1} = 1 + 2 \times 5\text{k}/R_G$ ，由 A_3 组成的差分放大器其电压增益为 1。因此，整个电路的增益为

$$A_F = 1 + \frac{2 \times 5\text{k}\Omega}{R_G}$$

由此式可计算出不同的增益，见表 2.5。

表 2.5 INA217 外接电阻 R_G 与增益的关系

增 益		R_G/Ω
放大倍数	dB	
1	0	∞
2	6	10000

(续表)

增 益		R_G/Ω
放大倍数	dB	
5	14	2500
10	20	1111
20	26	526
50	34	204
100	40	101
200	46	50
500	54	20
1000	60	10
2000	66	5

3. 低噪声音频功率放大器

由低噪声放大器 INA166 和集成功率放大器 LM384 组成的低噪声音频功率放大器电路如图 2.29 所示。

已经介绍，INA166 具有极低的噪声电压，它的输出接一级功率放大器，可以增加负载电流和输出功率。

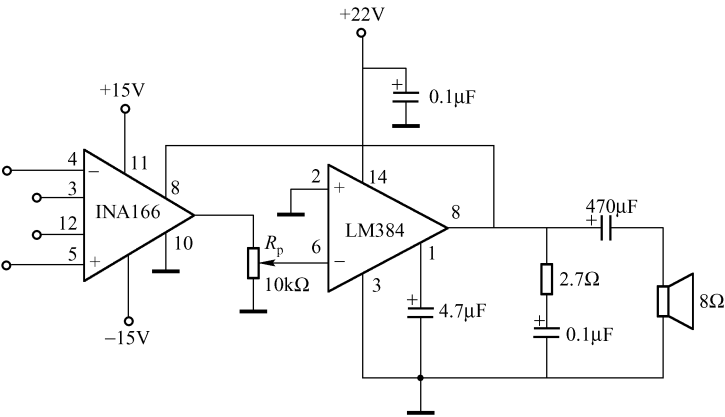


图 2.29 低噪声音频功率放大器

LM384 是集成功率放大器，它的输出功率为 5W，可驱动 8Ω 的负载，为避免振荡，它的输入线应接屏蔽电缆或在印制板上直接与 INA166 的输出端相连，并且应在 LM384 的输出脚与地之间接入一个滞后补偿网络 2.7Ω - 0.1μF；电源处的 0.1μF 电容起低频旁路作用；4.7μF 电容用来消除电源引线中的电感效应。

4. 微型话筒前置放大器

由 INA217 等组成的微型话筒前置放大器电路如图 2.30 所示。因 INA217 的噪声很低，又具有很低的失真度，因此，最后经功率放大器输出的音频信号，无杂声，保持原有的音色，具有专业水平。

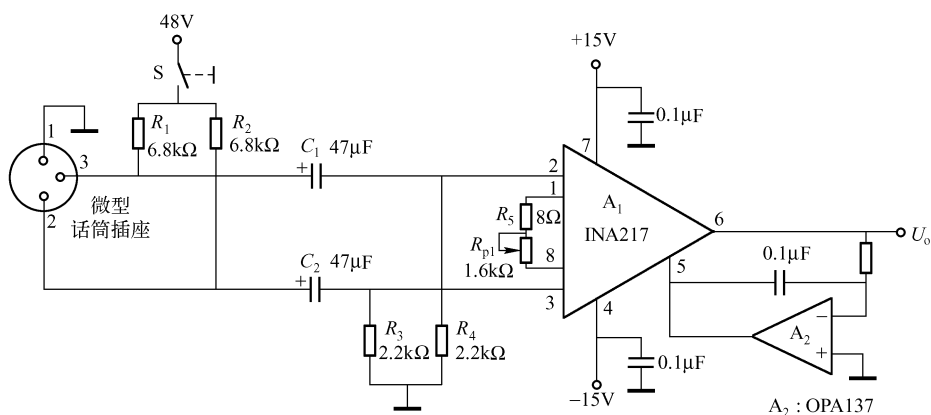


图 2.30 微型话筒前置放大器电路

48V 电源经 R_1 与 R_2 的均衡分流加到插座的输入端； C_1 与 C_2 起“通交隔直”作用，隔断 48V 电源的直流，对音频信号提供通路； R_3 与 R_4 提供 INA217 的输入偏流。输入失调电流（典型值为 100nA）在它们上面产生的输入失调电压大约 0.22mV，这是完全可以接受的，最后输出的失调电压不会对后续电路产生不利影响； A_2 组成反馈环节； $R_5 - R_p$ 支路用于改变增益， R_p 应选用对数电位器。

第五节 精密增益差动放大器 INA105

INA105 由一个精密运放和四个金属镀膜电阻组成，采用激光校正技术保证了精密的增益和较高的共模抑制比。INA105 采用 8 脚 DIP 塑封，TO-99 金属封装和 SO-8 表面封装，其引脚排列和内部电路如图 2.31 所示。

1. INA105 的基本电路

INA105 的基本电路如图 2.32 所示，芯片的两个电源端各接一个 $1\mu\text{F}$ 的滤波电容，且应尽量靠近各自的电源端子。 R_p 为微调失调电压电位器，电位器分压后通过 10Ω 电阻产生的补偿电压加在 1 脚上，用于消除失调电压。

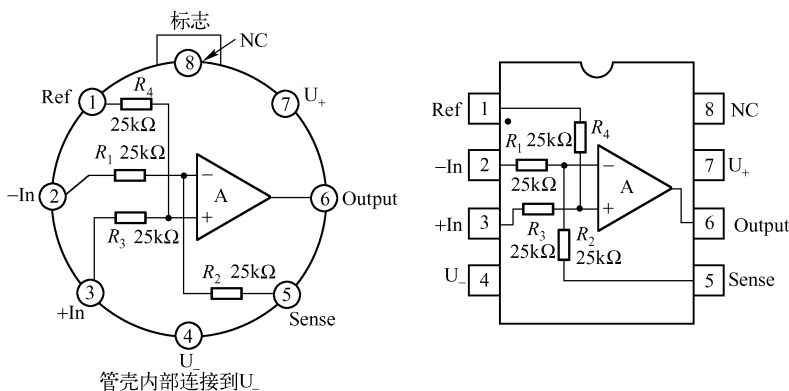


图 2.31 INA105 的引脚和内部电路

调试方法如下：

将输入端 2 脚和 3 脚短路，输出端与地之间接一数字电压表（4 $\frac{1}{2}$ 位以上），调节 R_p 使电压表的示值为零或接近于零。失调电压的调节范围为 $-300 \sim +300 \mu\text{V}$ 。

由图 2.32 可见，基本电路的增益 $A_F = 1$ 。

2. 精密差动放大器

精密差动放大器电路如图 2.33 所示，与图 2.32 所示的基本电路没有什么区别，由于它的增益 $A_F = 1$ ，因此， $U_o = U_{i2} - U_{i1}$ ，增益误差为 0.005%，CMRR = 100dB，非线性误差为 0.0002%。用一般的运放组成的差动放大器是很难达到这些指标的。

3. 精密仪用放大器

由运放 A_1 、 A_2 和 INA105 组成的精密仪用放大器电路如图 2.34 所示。电路的闭环增益为 $A_F = A_{F1}A_{F2} = (1 + 2R_2/R_1) \times 1 = 1 + 2R_2/R_1$ ，电路的输出电压 $U_o = (1 + 2R_2/R_1)(U_{i2} - U_{i1})$ 。

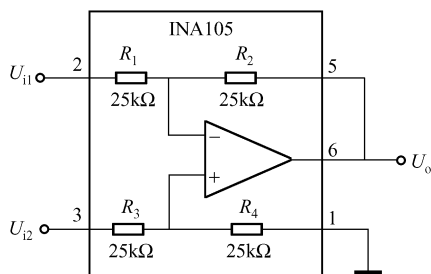


图 2.33 精密差动放大器

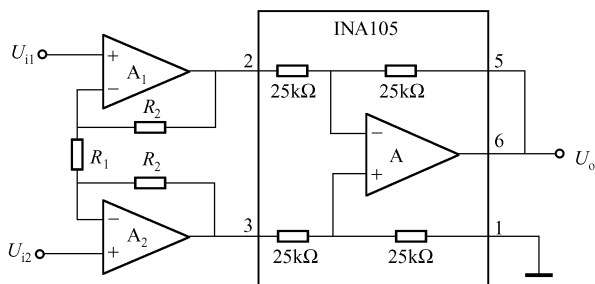


图 2.34 精密仪用放大器

对于低阻信号源， A_1 、 A_2 应选择 OPA27，可以获得低噪声、低失调、低漂移的良好特性；对于内阻高于 $10\text{k}\Omega$ 的信号源，可选用低偏流、超低噪声的运放，如 MAX400 等。

4. 电流/电压转换器

由 INA105 构成的电流/电压转换器电路如图 2.35 所示。它将 $0 \sim 20\text{mA}$ 的电流在 100Ω 的外接电阻上转换成 $0 \sim 2\text{V}$ 的电压，即 $U_{i2} - U_{i1} = 0 \sim 2\text{V}$ 。由于电路的增益为 1，故 $U_o = U_{i2} - U_{i1} = 0 \sim 2\text{V}$ 。因为电压是在 100Ω 电阻上形成的，因此要求电阻的精度应在 1% 以上。

5. 差动输入精密电压/电流转换器

差动输入精密电压/电流转换器电路如图 2.36 所示，电路的输入为差动输入电压（ $U_{i2} - U_{i1}$ ），它将 $(U_{i2} - U_{i1})$ 转换成电流为 I_o 的输出。 $I_o = (U_{i2} - U_{i1}) (1/25\text{k}\Omega + 1/R)$ ，其中， R 的单位为 $\text{k}\Omega$ ， $(U_{i2} - U_{i1})$ 的单位为 V， I_o 的单位为 mA。在一定范围内，输出电流的大小与负载 R_L 无关，具有电流源性质。当 $R = 200\Omega$ 时，电路的性能较好。

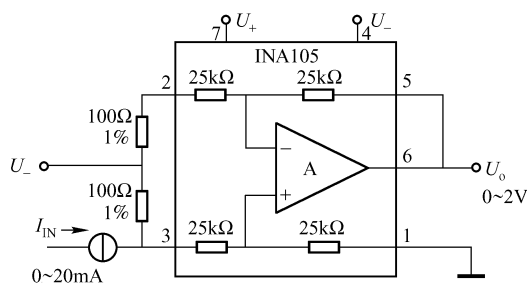


图 2.35 电流/电压转换器

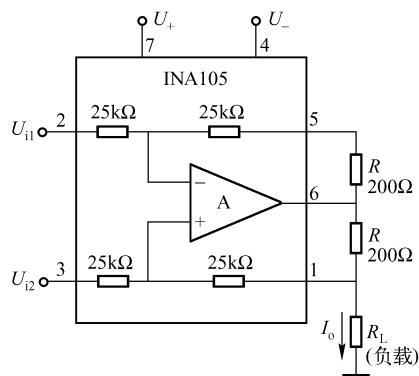


图 2.36 差动输入精密电压/电流转换器

6. 精密单位增益反相放大器

由 INA105 组成的精密单位增益反相放大器电路如 2.37 所示。输入信号 U_i 从反相端 2 输入，其增益为 $A_F = -R_2/R_1 = -1$ ，因此 $U_o = -U_i$ 。 $R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_2$ 使两输入偏流相等，因此该电路的增益误差为 0.01%（最大），非线性误差为 0.001%（最大），增益漂移为 $2 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ，是一个很理想的单位增益反相放大电路。

7. 精密电压跟随器

精密电压跟随器电路如图 2.38 所示， $R_1 \parallel R_2$ 作为反馈电阻， $R_3 \parallel R_4$ 作为输入电阻，是一个典型的电压跟随器（ $A_F = 1$ ），由于 $R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_2$ ，因此，其增益误差较小，为 0.01%。

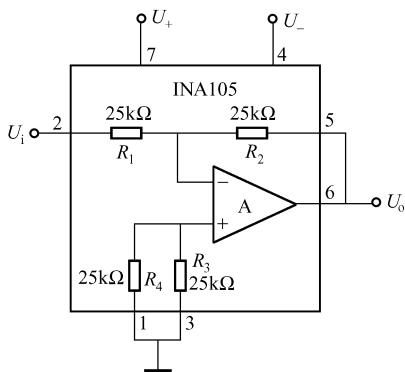


图 2.37 精密单位增益反相放大器

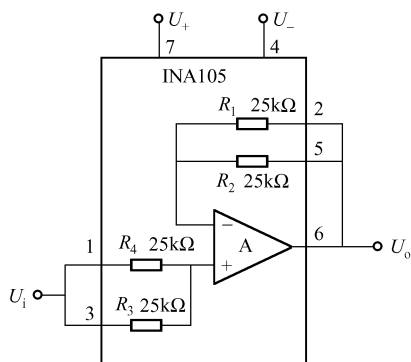


图 2.38 精密电压跟随器

8. 正负电压基准源

工程中经常需要电压基准源，下面介绍 $\pm 10\text{V}$ 和 $\pm 5\text{V}$ 电压基准源。

(1) $\pm 10\text{V}$ 精密电压基准源

$\pm 10\text{V}$ 精密电压基准转换器电路如图 2.39 (a) 所示，REF10 为基准电压源电路，输出为 10V，INA105 接成一个单位增益反相放大器，REF10 的 10V 输出电压作为反相器的输入，因此，反相器输出 -10V 就得到 $\pm 10\text{V}$ 的基准电压。

(2) $\pm 5\text{V}$ 精密电压基准源

$\pm 5V$ 精密电压基准转换器电路如图 2.39 (b) 所示, REF02 输出 $+5V$, 作为 INA105 单位增益反相器的输入电压。因为反相器输出为 $-5V$, 由此得到 $\pm 5V$ 的基准电压源。REF02 的参考端 4 脚不是接地, 而是接反相器的输出端 6 脚。

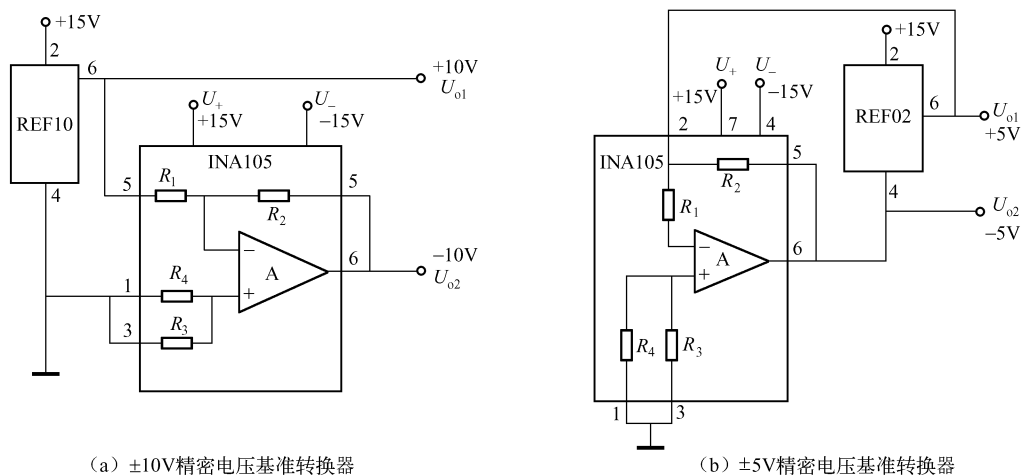


图 2.39 $\pm 10V$ 和 $\pm 5V$ 精密电压基准源

9. 具有缓冲差动输入的精密压控电流源

具有缓冲差动输入的精密压控电流源电路如图 2.40 所示。A₁ 和 A₂ 组成差动电压放大器, 其增益为 $A_F = 1 + 2R_2/R_1$; INA105 连接成差动输入精密电压/电流转换器, 其转换电流为 $I_o = (U_{o2} - U_{o1})(1/25k\Omega + 1/R) = (1 + 2R_2/R_1)(U_{i2} - U_{i1})(1/25k\Omega + 1/R)$ 。输出端所加的晶体管是为了增大输出电流。

该电路具有很高的共模抑制比, 能很好地抑制温度漂移和失调电压。电路具有电流源的特点, 其输出电流在一定范围内与负载 R_L 无关。

选择 $R = 200\Omega$, 使电路具有优良特性; 如若选择 $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 200k\Omega$, 则 $I_o = 25.2(U_{i2} - U_{i1})$ (单位: mA)。

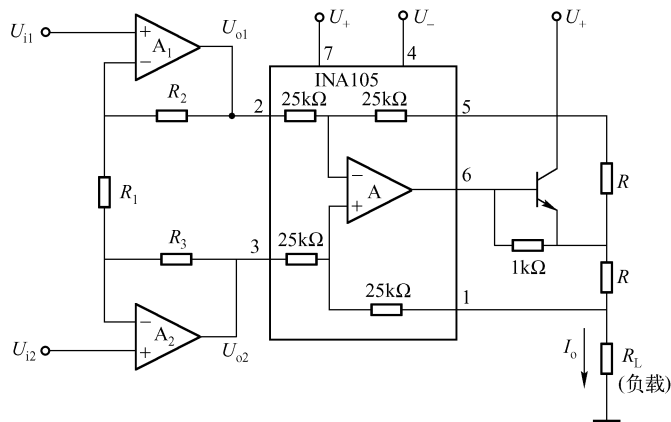


图 2.40 具有缓冲差动输入的精密压控电流源电路

10. 0 ~ 20mA 精密电流变换器

0 ~ 20mA 精密电流变换器电路如图 2.41 所示。 A_1 为反相加法电路，它的输入为 0 ~ 10V 和基准电压源的 10V，输出为

$$U_{o1} = -[(0 \sim 10V) \times 1k\Omega / 12.5k\Omega + 10V \times 1k\Omega / 50k\Omega] = -[(0 \sim 10V) \times 0.08 + 10V \times 0.02]$$

当 $U_i = 0V$ 时， $U_{o1} = -0.2V$ ，连接成差动放大器的 INA105 的输出电流为 $I_o = 0.2V / 50\Omega = 4mA$ ；当 $U_i = 10V$ 时， $U_{o1} = -1V$ ，INA105 的输出电流为 $I_o = 1V / 50\Omega = 20mA$ 。

由此完成了 0 ~ 10V 到 4 ~ 20mA 的变换。

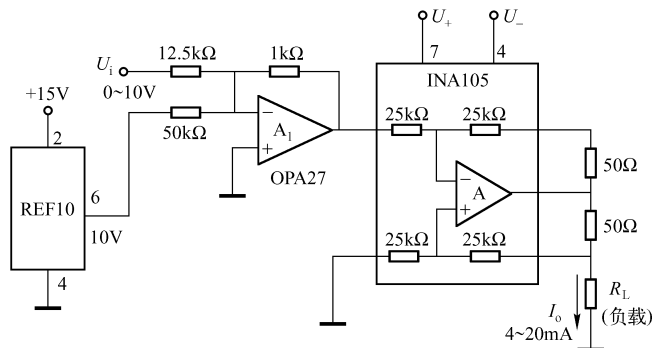


图 2.41 0 ~ 20mA 精密电流变换器电路

11. 仪用放大器屏蔽电缆驱动器

仪用放大器屏蔽电缆驱动器电路如图 2.42 所示，INA105 连接成 1/2 增益同相放大器。一些设备用变压器输出信号或模拟信号需用电缆传输，对于交流整流稳压电源供电，交流电源的噪声通过电缆窜入放大器中，传输的弱信号将受到极大的影响，甚至使放大器无法正常工作。

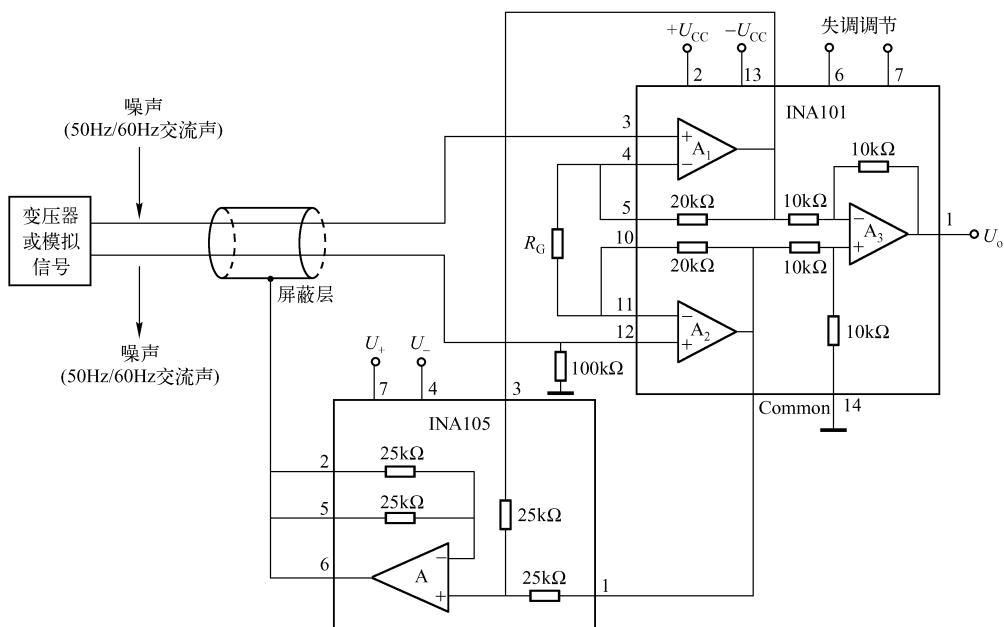


图 2.42 仪用放大器屏蔽电缆驱动器电路

事实证明,在传输弱信号电缆的外屏蔽层上加一定电位时,将大大减小由屏蔽层与线芯之间的分布电容耦合窜入的干扰。INA105 组成的屏蔽电缆驱动器,其输入信号来自 INA101 仪用放大器内部 A_1 和 A_2 的输出(分别为 8 脚和 9 脚),在 INA105 的同相端叠加后,加到传输电缆的屏蔽层上,使屏蔽层的电位被抬高到 INA101 内部运放 A_1 和 A_2 的输出电位,从而使电缆上的干扰信号大大衰减。

第六节 快速稳定时间放大器 INA110

一、简介

INA110 的输入端采用 FEF,输入电阻很高,输入级和内部的电流反馈电路用激光校正,使电路具备良好的动态特性和精确度。信号在 $4\mu\text{s}$ 内达到稳定,是高速或多路输入数据采集系统的理想器件。

1. 特点

① 内部电阻提供不同的增益,将 R_G 端(3 脚)连接到 A_1 反相端的各增益设置端,可分别得到 1、10、100、200 和 500 的增益。

② 为输入端提供了保护措施,其差模或共模电压可达 $\pm U_{CC}$ 。

③ 极高的输入电阻和较低的输入偏流,使 INA110 成为用于输入滤波或输入保护电路的理想器件。

④ INA110 可在军用级、工业级和商业级温度范围内应用。

2. INA110 的引脚排列和内部电路

INA110 的引脚排列和内部电路如图 2.43 所示。

二、应用电路

1. 基本电路

INA110 的基本连接电路如图 2.44 所示。芯片的正(8 脚)、负(7 脚)电源均用 $1\mu\text{F}$ 的钽电容滤波,电容应尽量靠近电源端子,各接地线应尽可能地用短线,保持最小的接地电阻。各增益设置端、输入端和失调调节端避免接入电容。

将 R_G 端(3 脚)分别连接 13 脚、12 脚、16 脚和 11 脚可分别得到下列增益:

$$A_{F,10} = 1 + \frac{20\text{k}\Omega + 20\text{k}\Omega}{4.44\text{k}\Omega} = 10$$

$$A_{F,100} = 1 + \frac{20\text{k}\Omega + 20\text{k}\Omega}{0.404\text{k}\Omega} = 100$$

$$A_{F,200} = 200$$

$$A_{F,500} = 500$$

将 R_G 悬空,即 $R_G = \infty$,则 $A_{F,1} = 1$ 。

输出检测端(10 脚)应连接到输出端(9 脚)上。

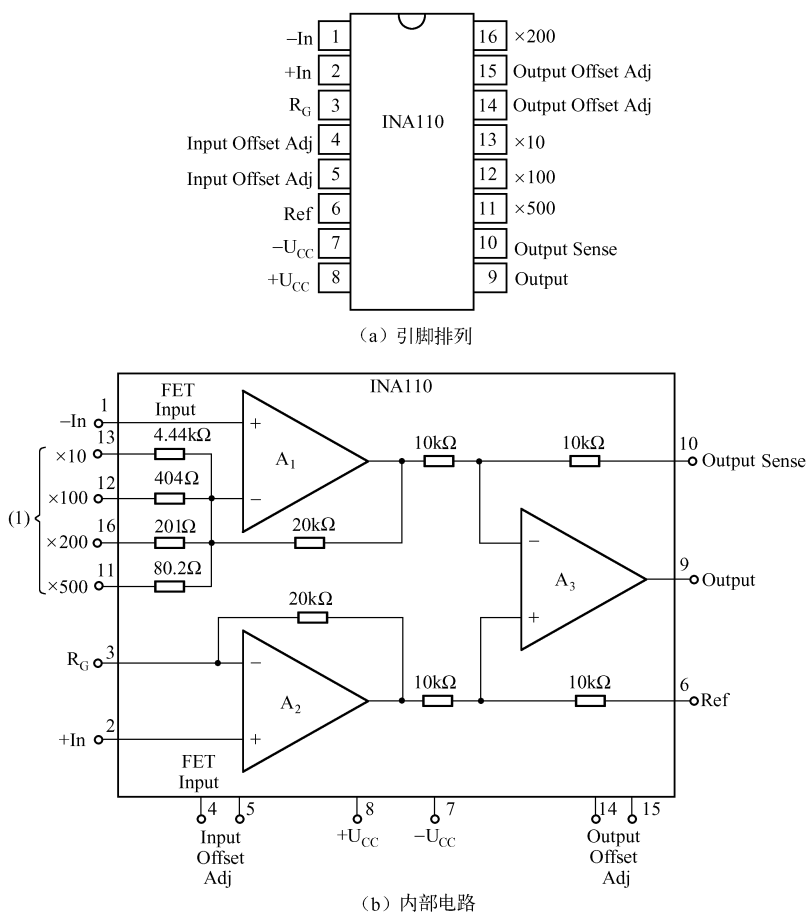


图 2.43 INA110 的引脚排列和内部电路

2. 失调电压调节电路

INA110 的失调电压调节电路如图 2.45 所示。采用电位器 R_{p1} 和 R_{p2} 分别对内部输入级和输出级进行失调调节。这些失调电压都是相对于输入端而言的。

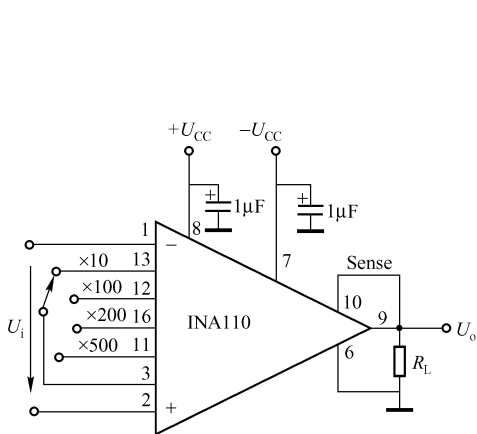


图 2.44 INA110 的基本连接电路

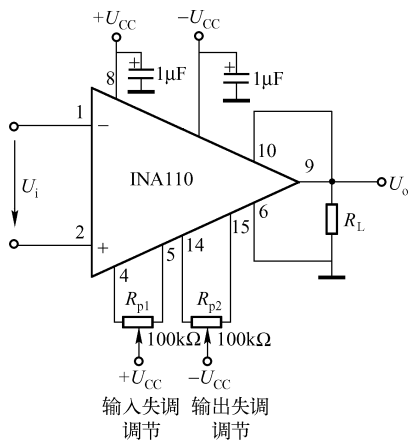


图 2.45 INA110 的失调电压调节电路

高增益 ($A_F > 100$) 工作时, 只需调节输入失调电压; 低增益工作时, 只需调节输出失调电压; 如若需要更高的精度, 则两个电位器都需要调节。首先选择高增益, 调节输入失调电压; 再选择低增益, 调节输出失调电压。调节时, 输出端应接数字电压表监控, 使读数最小。

失调电压调节将引起输入失调电压的温度漂移 (每 $100\mu\text{V}$ 约为 $0.33\mu\text{V}/^\circ\text{C}$), 因此若不是特别需要, 应考虑是否采用失调调节。

3. 变压器式传感器耦合放大电路

变压器式传感器耦合放大电路如图 2.46 所示, 信号由传感器的二次线圈输出, 经电缆输送至 INA110 的输入端, 增益的大小由信号的幅值确定, 可设置为 100 或 200。电缆的屏蔽层与传感器的中心抽头相连, 并将屏蔽层的一端接地, 不要两端接地, 否则由屏蔽层形成的分布电容将产生干扰。可考虑在 INA110 的输入端加低通滤波器。

4. 具有电缆驱动器的仪用放大电路

具有电缆驱动器的仪用放大电路如图 2.47 所示, OPA122 组成的电压跟随器即为电缆驱动器, 它将 16 脚和 3 脚的电位加到屏蔽层, 即将屏蔽层的电位抬高到 16 脚和 3 脚的电位, 从而使电缆线上的干扰大大降低。

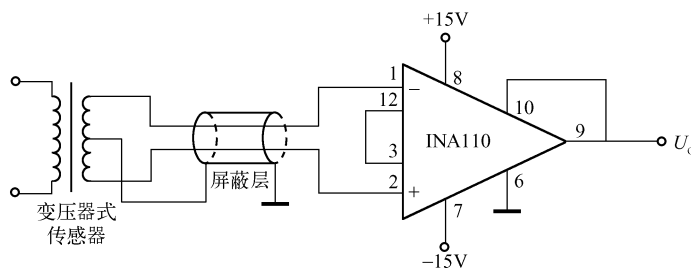


图 2.46 变压器式传感器耦合放大电路

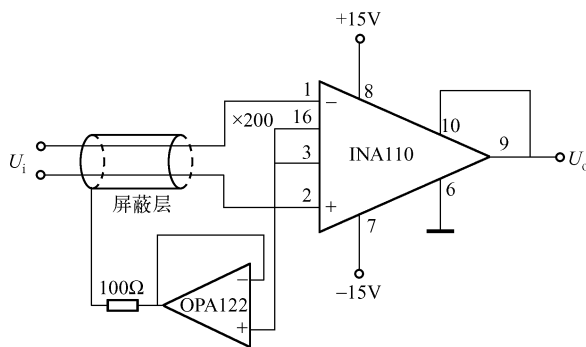


图 2.47 具有电缆驱动器的仪用放大电路

5. 应变片电桥放大器

应变片电桥放大器电路如图 2.48 所示。INA110 接有简单的无源 1.2Hz 低通滤波器, 对直流的影响很小。

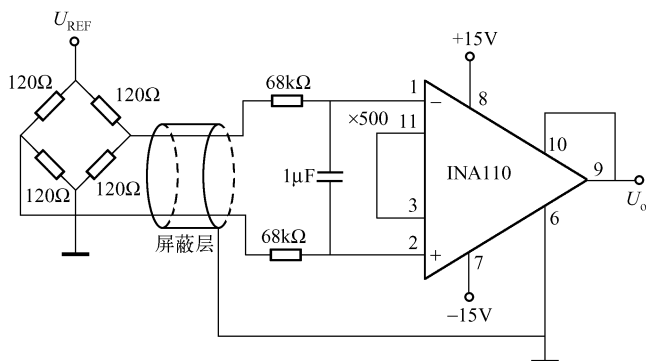


图 2.48 应变片电桥放大器电路

4 枚 120Ω 的应变片组成全桥测量电路，具有温度补偿作用。若将 2 枚应变片竖贴，另 2 枚应变片横贴组成全桥，则电桥的输出电压为

$$\Delta U_o = \frac{1}{2} K U_{REF} \varepsilon (1 + \mu)$$

式中， U_{REF} 为电桥电压； K 为应变片的灵敏度（一般为 2.0）； ε 为应变； μ 为泊松比。

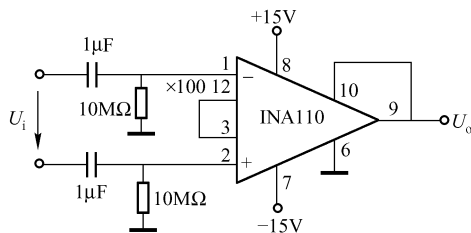


图 2.49 交流耦合差动放大器电路

由 INA110 组成的放大器将 ΔU_o 放大 500 倍（视 ΔU_o 的大小而定）后输出。

6. 交流耦合差动放大器

交流耦合差动放大器电路如图 2.49 所示。电路输入端使用 RC 高通滤波器，其截止频率为 $f_0 = 1/(2\pi RC) = 1/(2\pi \times 10M\Omega \times 1\mu F) = 0.016Hz$ 。高通滤波器只允许高于 0.016Hz 的信号通过，即抑制 0.016Hz 以下信号。

7. 数控可编程增益仪用放大器

数控可编程增益仪用放大器由 4 位锁存/4-16 线译码器 CD4514、4 位双向模拟开关 MAX4066 和单片放大器 INA110 等组成，如图 2.50 所示。

CD4514 有 4 个输入端和 16 个输出端 ($Q_1 \sim Q_{16}$)，这里只取用 Q_1 、 Q_2 、 Q_4 、 Q_8 4 个输出端。当 DCBA 为 0001 时， $Q_1 = 1$ ，双向模拟开关的 1 脚与 2 脚接通，将 INA110 的 R_C 端与 13 脚接通，放大器的增益为 10；当 DCBA 为 0010 时， $Q_2 = 1$ ，将 INA110 的 R_C 与 12 脚接通，放大器的增益为 100；同理，当 DCBA 分别为 0100 和 1000 时，INA110 的增益分别为 200 和 500。

这里的数字电平，1 可取自电源 $+U_{CC}$ ，0 可接地。

8. 带通滤波器

由 INA110 组成的带通滤波器电路如图 2.51 所示，在 INA110 的同相端加入双 T 选频网络滤波器，主要用于仪器仪表、音响等设备滤除 50Hz（或 60Hz）交流干扰信号。

设计方法如下：

双 T 滤波器的谐振（中心）频率为

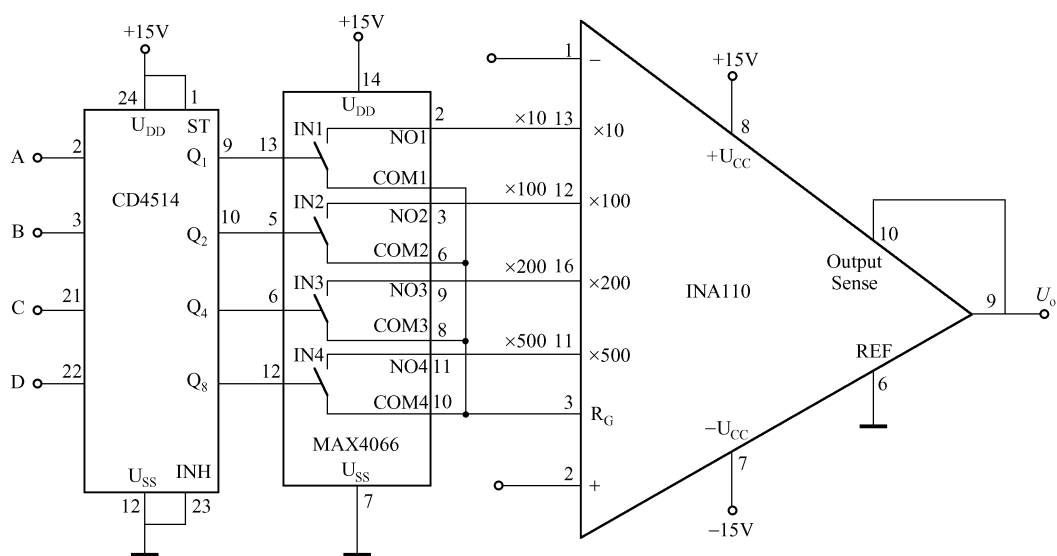


图 2.50 数控可编程增益仪用放大器

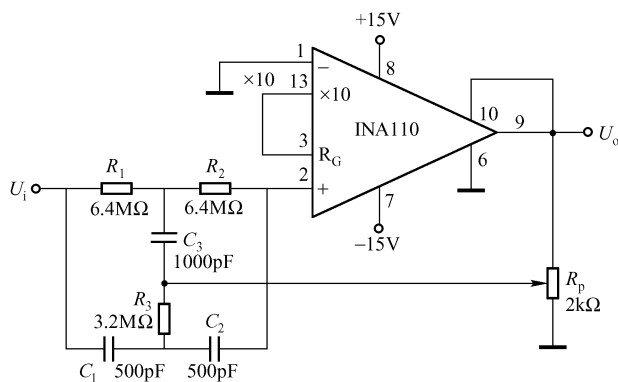


图 2.51 带通滤波器

$$f_0 = \frac{\sqrt{n}}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

其中

$$n = \frac{C_1 + C_2}{C_3} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) R_3}$$

以上两式是满足谐振的必要条件。

首先选择电容, 选 $C_1 = C_2 = C = 500\text{pF}$, $C_2 = 2C = 1000\text{pF}$, 又令 $R_1 = R_2 = R$, 则

$$n = \frac{C_1 + C_2}{C_3} = \frac{500 + 500}{1000} = 1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

对于 50Hz 交流电源 (INA110 放大器用交流整流稳压电源供电), 有

$$R = \frac{1}{2\pi C f_0} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 10^{-12} \times 50} \Omega = 6.4\text{M}\Omega$$

由 $n = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) R_3} = \frac{R}{2R_3} = 1$ 可得 $R_3 = \frac{1}{2} \times 6.4 = 3.2 \text{ M}\Omega$ 。

验证如下：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times 6.4 \times 10^6 \times 500 \times 10^{-12}} \text{ Hz} = 49.76 \text{ Hz} \approx 50 \text{ Hz}$$

$$n = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) R_3} = \frac{R}{2R_3} = \frac{6.4}{2 \times 3.2} = 1$$

满足设计要求。

对于 60Hz 交流电源，同样有 $C_1 = C_2 = C = 500 \text{ pF}$ ， $C_3 = 2C = 1000 \text{ pF}$ 和 $R_1 = R_2 = R$ ，则

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C f_0} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 10^{-12} \times 60} \Omega = 5.30 \text{ M}\Omega$$

$$R_3 = \frac{1}{2} R = 2.65 \text{ M}\Omega$$

验证如下：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 5.3 \times 10^6 \times 500 \times 10^{-12}} \text{ Hz} = 60 \text{ Hz}$$

$$n = \frac{R}{2R_3} = \frac{5.3}{2 \times 2.65} = 1$$

同样满足设计要求。

9. 悬浮信号源仪用放大器

悬浮信号源仪用放大器电路如图 2.52 所示。热电偶或悬浮信号源端没有“地”，而是用双绞线传输到仪用放大器的两输入端，用一个 $1 \text{ M}\Omega$ 电阻经放大器输入端接地，即可解决悬浮信号源与放大器的连接问题。

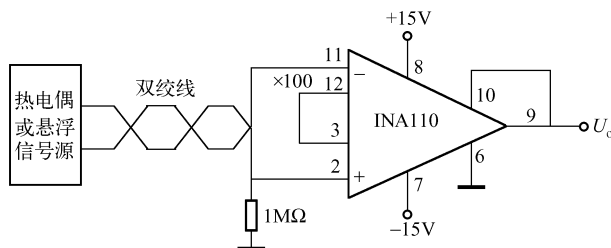


图 2.52 悬浮信号源仪用放大器电路

第七节 高速 FET 输入仪用放大器 INA111

一、简介

INA111 的输入端采用 FET 输入级，具有极高的输入电阻（可达 $10^{12} \Omega$ ）和快速的稳定时间（ $A_F = 100$ 时稳定时间为 $4 \mu\text{s}$ ）。INA111 的带宽很宽（ $A_F = 10$ 时为 2 MHz ），内部放大器 A_1 和 A_2 的反馈电阻采用激光校正，使其有很高的精度、很小的失调电压和漂移，保证了增益有很高的精度。其偏流低于 20 pA ，远低于其他通用放大器的偏流。

1. 特点

INA111 除了上述介绍的一些特性外, 还具有 $1 \sim 10000$ 的放大倍数, 用一个外接电阻 R_G 即可方便地设置电路增益。

2. 引脚排列

INA111 的封装有 DIP 8 脚和 SOL-16 表面封装两种, 如图 2.53 所示。

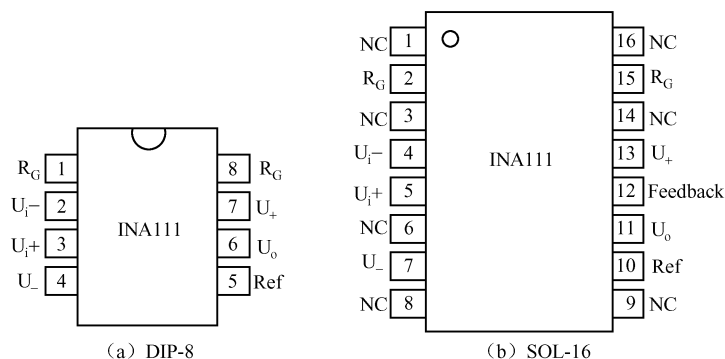


图 2.53 INA111 的引脚排列

二、应用电路

1. INA111 的基本连接电路

INA111 的内部电路和基本连接电路如图 2.54 所示。应用时的步骤如下：

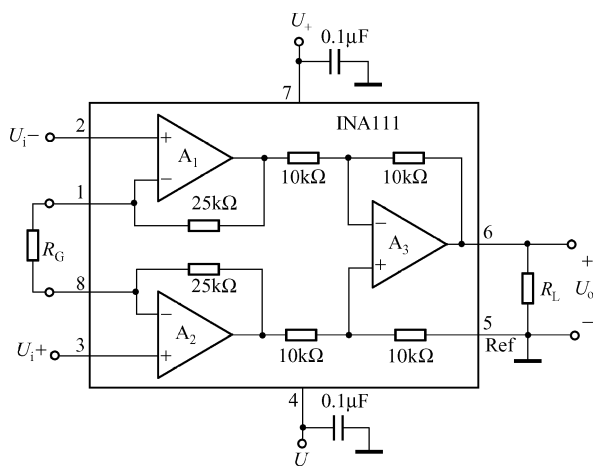


图 2.54 INA111 的内部电路和基本连接电路

① 在噪声环境或使用高内阻电源时, 两个电源端均应接滤波电容, 用 $1\mu\text{F}$ 钽电电容, 且应尽可能地靠近电源端。

② 电路应以参考端 Ref (5 脚) 为地, 其输出电压以 5 脚为基准, 输出电压 $U_o = A_F (U_{i2} - U_{i1})$ 。Ref 的接地要短, 使其低阻连接, 以保证有较高的共模抑制比 (如有 2Ω 的接地电阻, 则共模抑制比下降约为 $(A_F - 1) \times 80\text{dB}$)。

③ 电路的闭环增益由外接电阻 R_G 确定, 即 $A_F = 1 + (25\text{k}\Omega + 25\text{k}\Omega)/R_G = 1 + 50\text{k}\Omega/R_G$, 因为两个 $25\text{k}\Omega$ 的电阻经激光校正, 其电阻值很精确, 因此 R_G 对增益的影响很大, 应选用稳定性好、温度漂移小的电阻。 R_G 阻值的选择与增益 A_F 的关系见表 2.6。

表 2.6 R_G 与增益 A_F 的关系

A_F	R_G/Ω	相 对 误 差
1	不连接	0
2	50.00k	0
5	12.50k	0
10	5.556k	-0.007%
20	2.632k	-0.015%
50	1.020k	+0.039%
100	505.1	+0.1%
200	251.2	+0.022%
500	100.2	+0.0004%
1000	50.1	-0.1%
2000	25.0	+0.05%
5000	10.0	+0.02%
10000	5.0	+0.01%

2. 提供共模电流通路的放大器

INA111 的提供共模电流通路的放大器电路如图 2.55 所示。INA111 具有极高的输入电阻 (约 $10^{12}\Omega$) 和很低的输入偏流 (低于 20pA), 因此, 必须给两个输入端的偏流提供一个通路, 如不给偏流提供通路, 此时输入端将悬浮, 放大器将处于饱和状态。

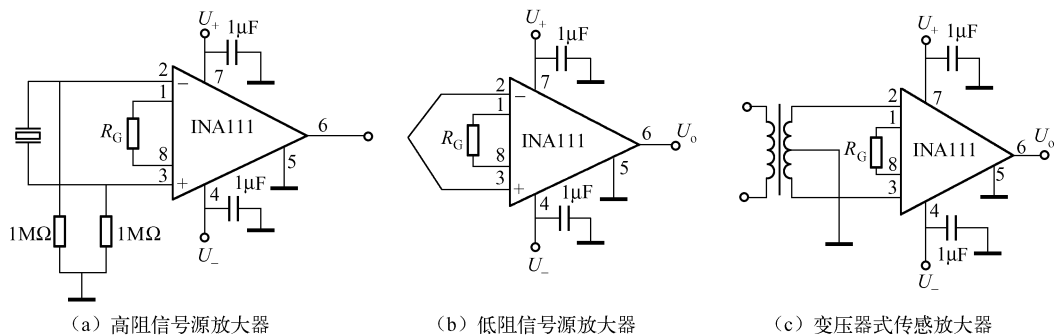


图 2.55 INA111 的提供共模电流通路的放大器电路

对于高阻信号源, 如晶体、陶瓷传感器等, 需要用两个电阻对两个输入端提供偏流, 如图 2.55 (a) 所示; 对于低阻信号源, 如热电偶等, 只需在一个输入端接一个电阻作为偏流通路即可, 如图 2.55 (b) 所示; 对于变压器式传感器, 只要将传感器二次线圈的中心抽头接地即可, 如图 2.55 (c) 所示。

3. 输入端低通滤波器

INA111 的输入端低通滤波器电路如图 2.56 所示。

INA111 的输入电阻极高, 允许输入端采用 RC 滤波器而不会因为偏流产生较大的失调电压。输入端上的 RC 滤波器可使 INA111 有很好的高频共模抑制。图中的 C_1 、 C_2 为共模电容, 应使 $C_1 = C_2$, 如两者失配, 将造成高频共模干扰信号转变成差模信号, 造成对电路的干扰; C_3 为差模信号电容, C_3 的接入会减小带宽, C_3 的取值应大于 C_1 (C_2) 的取值。例如, 取 $R_1 = R_2$, $C_3 = 10C_1 = 10C_2$, 则 -3dB 对应的截止频率为 $f_{0,-3\text{dB}} = 1/[4\pi R_1(C_3 + 0.5C_1)]$; 若取 $R_1 = R_2 = 38\text{k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 200\text{pF}$, $C_3 = 2000\text{pF}$, 则 $f_{0,-3\text{dB}} \approx 1000\text{Hz}$ 。

4. 应变电桥放大器

由 INA111 组成的应变电桥放大器电路如图 2.57 所示。电桥的 4 个桥臂可以是应变片, 也可以是硅压力传感器等, R_G 根据需要选择。

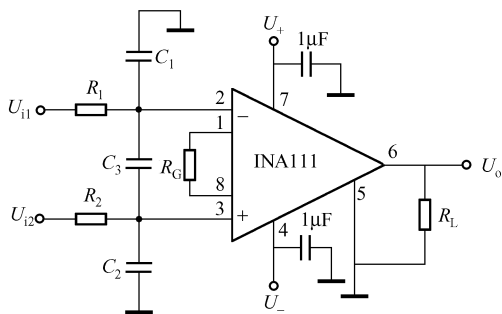


图 2.56 INA111 的输入端低通滤波器电路

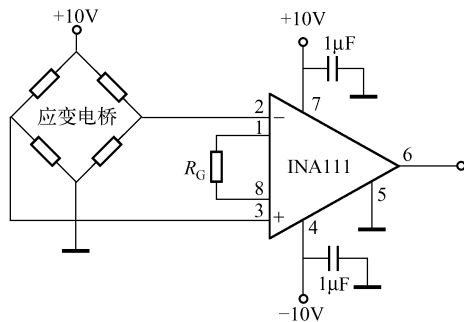


图 2.57 应变电桥放大器电路

5. INA111 的输入端高通滤波器

由 R_1 、 C_2 和 R_2 、 C_1 组成的 INA111 输入端高通滤波器电路如图 2.58 所示。电路的截止频率为 $f_0 = 1/(2\pi R_1 C_1)$, 取 $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, 该电路可保证低频时有良好的 CMRR。

6. 交流耦合仪用放大器

由 INA111 和运放 OPA602 组成的交流耦合仪用放大器电路如图 2.59 所示。OPA602 组成反相放大器, 它将 INA111 的输出反馈至参考端 Ref (5 脚), 运放 OPA602 外接 R_1 、 C_1 后具有交流特性, $f_{-3\text{dB}} = 1/(2\pi R_1 C_1) = 1.6\text{Hz}$ 。

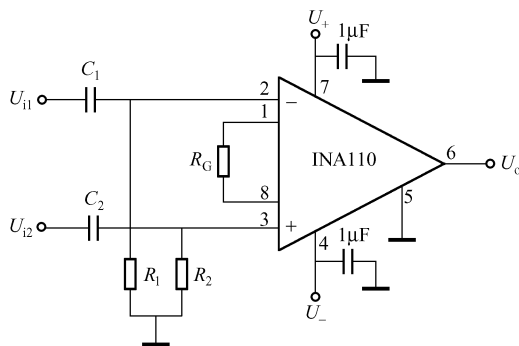


图 2.58 INA111 输入端高通滤波器电路

7. 由 INA111 构成的压控电流源

由 INA111 构成的压控电流源电路如图 2.60 所示。 R_2 为取样电阻, 通过负载 R_L 的电流 I_L 即为取样电流, 其取样电压为 $R_2 I_L$, 由 INA111 放大 A_F 倍后, IC₂ 的输出电压为 $A_F R_2 I_L$, 加到反相端, 在深度负反馈的情况下, $U_i = A_F R_2 I_L$, 即 $I_L = U_i / A_F R_2$ 。 U_i 为 IC₁ 的输入电压, 控制 U_i 的大小, 即可控制 I_L 的大小。

8. 屏蔽电缆驱动器

由 INA111 和运放 OPA602 组成的屏蔽电缆驱动器电路如图 2.61 所示。运放 OPA602 构成的电压跟随器输入信号来自 INA111 内部, 输出加到电缆的屏蔽层, 这将大大减小由芯线和屏蔽层形成的分布电容引入的干扰信号。

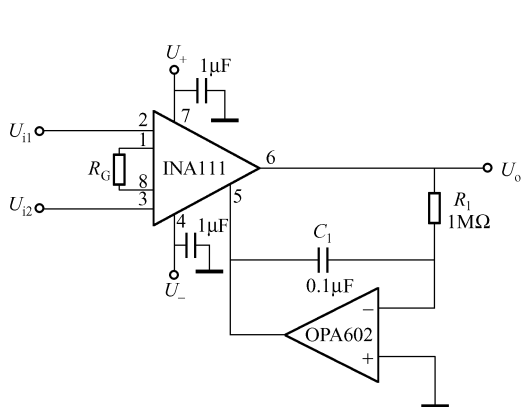


图 2.59 交流耦合仪用放大器电路

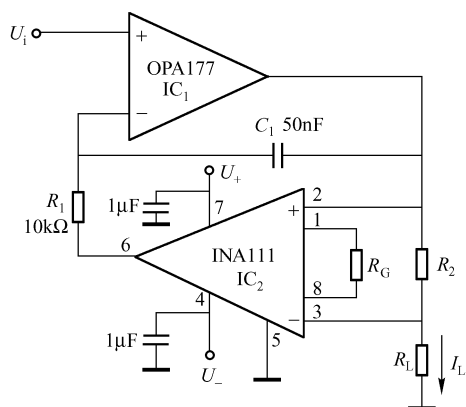


图 2.60 由 INA111 构成的压控电流源电路

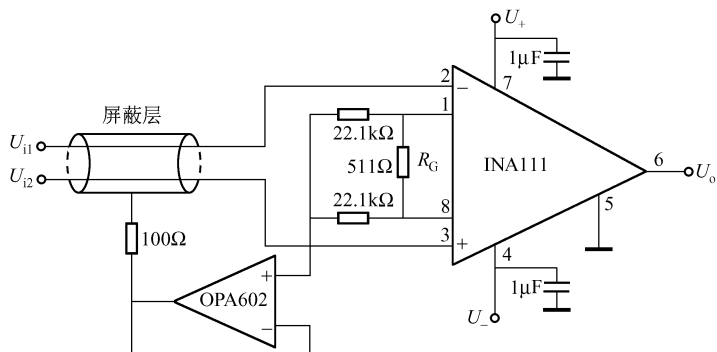


图 2.61 屏蔽电缆驱动器电路

9. 输入保护电压钳位电路

由 $VD_1 \sim VD_4$ 组成的输入保护电压钳位电路如图 2.62 所示。输入保护电路利用二极管限幅的原理对 INA111 的输入信号进行过电压保护， VD_1 、 VD_2 的限幅使 U_{i1} 的最大输入电压幅值钳位在 U_+ (+0.7V)； VD_3 、 VD_4 限幅使 U_{i2} 的最大输入电压幅度钳位在 U_+ (-0.7V)。

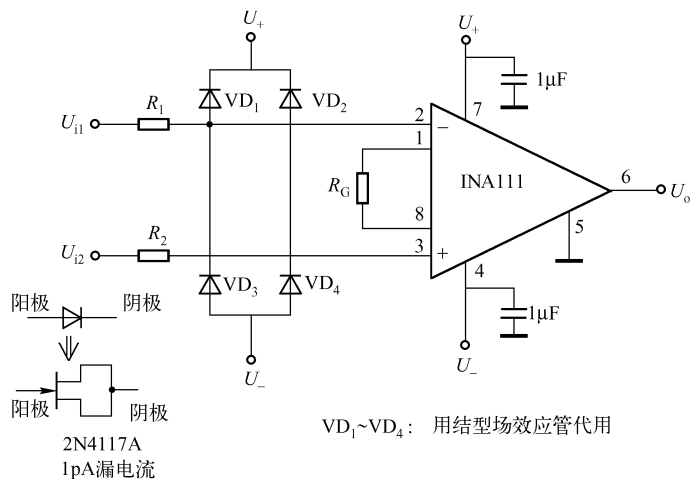


图 2.62 输入保护电压钳位电路

第八节 精密仪用放大器 INA114

一、简介

1. INA114 的特点

① INA114 内部电路为差动仪用放大电路，其增益可用外接电阻 R_G 来调节，范围为 $1 \sim 1000$ 。

② 内部电路的输入端具有过电压保护电路，可经受 $\pm 40V$ 电压而不损坏。

③ 内部的 A_1 、 A_2 的负反馈电阻 ($25k\Omega$) 采用激光校正技术，具有很低的失调电压 ($50\mu V$) 和漂移 ($0.25\mu V/^\circ C$)。

④ 电源电压可低至 $\pm 2.5V$ ，一般在 $\pm 2.5 \sim \pm 15V$ 选用，可用 $5V$ 单电源和干电池工作。

⑤ 常用于电桥放大器、热电偶放大器、医疗仪器和数据采集等。

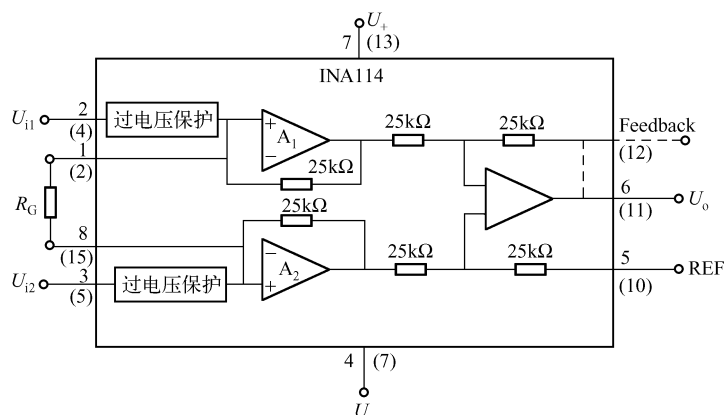
2. 内部电路

INA114 的内部电路如图 2.63 所示。应注意双列直插 8 脚封装 (DIP-8) 和表面 16 脚封装 (SOL-16) 的引脚并不一一对应。对于 DIP-8 封装，负反馈电阻 ($25k\Omega$) 在内部与输出端相连 (如虚线所示)；对于 SOL-16 封装，正常应用时需将 12 脚与 11 脚相连。

二、应用电路

1. INA114 重负载输出缓冲电路

由 INA114 和运放 OPA633 组成的重负载缓冲电路如图 2.64 所示。该电路用 SOL-16 表面封装芯片，将输出检测反馈端 (12 脚) 连接到运放 OPA633 的输出端，重负载或长导线传输的负载电流 I_L 可达 $\pm 100mA$ 。



注：DIP-8 封装的引脚不加括号，SOL-16 封装的引脚加括号。

图 2.63 INA114 的内部电路

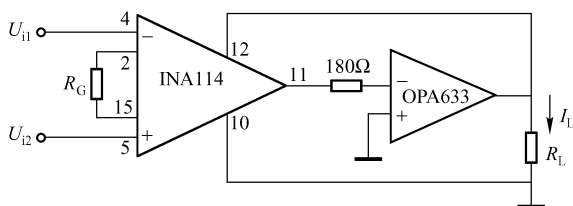


图 2.64 INA114 重负载输出缓冲电路 (INA114 为 SOL-16 封装)

2. 具有冷端补偿的热电偶放大器

具有冷端补偿的热电偶放大器电路如图 2.65 所示。热电偶的两根偶丝对折作为冷端，并和补偿二极管 1N4148 放在同一环境下，作为补偿端。若用其他型号的热电偶，电路的电阻 R_2 、 R_3 、 R_4 和 $(R_5 + R_p)$ 需用表 2.7 中所推荐的阻值。

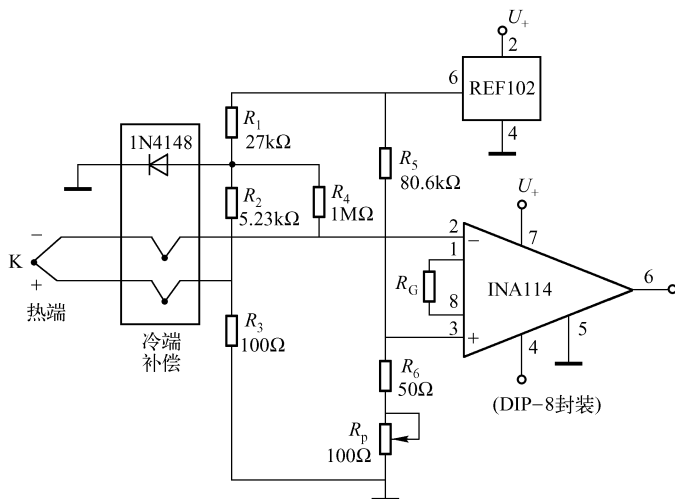


图 2.65 具有冷端补偿的热电偶放大器

表 2.7 各类型热电偶与各电阻阻值的关系

工业标准	组成材料	热电系数/($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	R_2 ($R_3 = 100\Omega$)	R_4 ($R_5 + R_p = 100\Omega$)
E	镍铬/铜镍合金	58.5	3.48k Ω	56.2k Ω
J	铁/铜镍合金	50.2	4.12k Ω	64.9k Ω
K	镍铬/镍基合金	39.4	5.23k Ω	80.6k Ω
T	铜/铜镍合金	38.0	5.49k Ω	84.5k Ω

3. INA114 差动电压/电流转换器

由 INA114、运放 A 和电阻 R 组成的差动电压/电流转换器电路如图 2.66 所示。运放 A 的输入电阻很高，偏流很小，偏流 I_B 和负载电流 I_L 相比很小，可忽略。

INA114 的输出电压为 $U_o = A_F U_i$ ，这个电压是相对于 REF 端的，不是对地的电压，A 是电压跟随器，故有

$$A_F U_i = I_o R = (I_o + I_L) R \approx I_L R$$

所以 $I_L \approx A_F U_i / R$ 。

R_G 选定后 A_F 也固定不变, 故 $A_F / R = \text{const}$ (常数), 因此 $I_L \propto U_i$, 即负载电流与输入电压成正比。

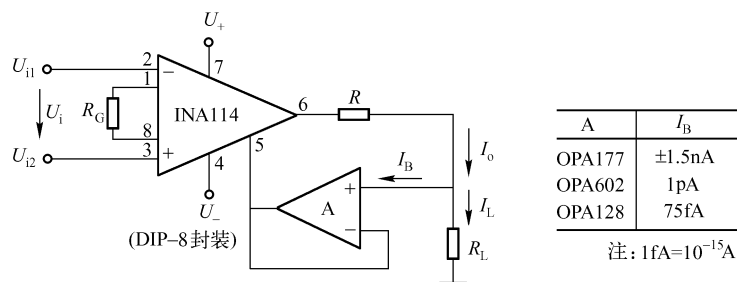


图 2.66 INA114 差动电压/电流转换器

4. 右腿驱动的心电图 (ECG) 放大器

右腿驱动的心电图放大器电路如图 2.67 所示。人体生物电流为微弱电流, 极易受到干扰, 致使一般电路无法正常工作, 因此需用屏蔽电缆驱动器来减弱干扰信号。

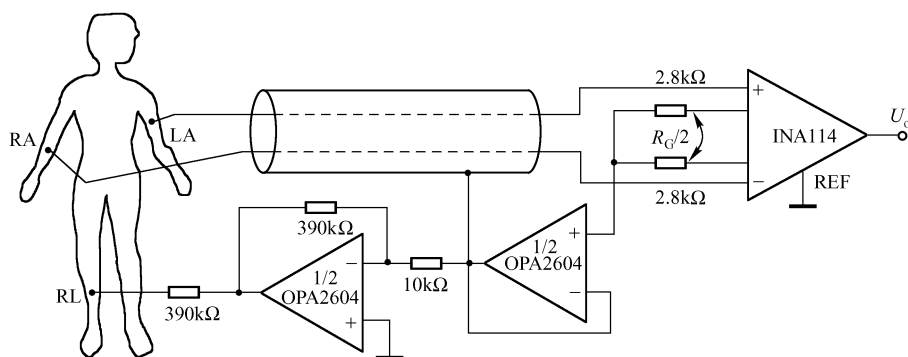


图 2.67 右腿驱动的心电图放大器

OPA2604 为双运放电路, 它的一半组成电压跟随器, 其输出接屏蔽电缆的屏蔽层形成屏蔽电缆驱动器; 另一半组成增益为 39 的反相放大器以驱动右腿, 左、右手信号经屏蔽电缆传输到 INA114 的输入端。

第九节 精密仪用放大器 INA115

一、简介

INA115 和 INA114 相似, 内部也是采用通用三运放设计。

1. INA115 的特点

- ① INA115 用外接电阻 R_G 来调节电路增益, 范围为 $1 \sim 1000$ 。

② 电路的输入级具有保护电路，能经受 $\pm 40\text{V}$ 的输入电压而不损坏。

③ 电路内部的差分放大器的两个负反馈电阻 ($25\text{k}\Omega$) 采用激光校正技术，使电阻具有高精度，保证了很低的失调电压和漂移，具有高共模抑制比。

2. INA115 的引脚排列和内部电路

INA115 的引脚排列和内部电路如图 2.68 所示。

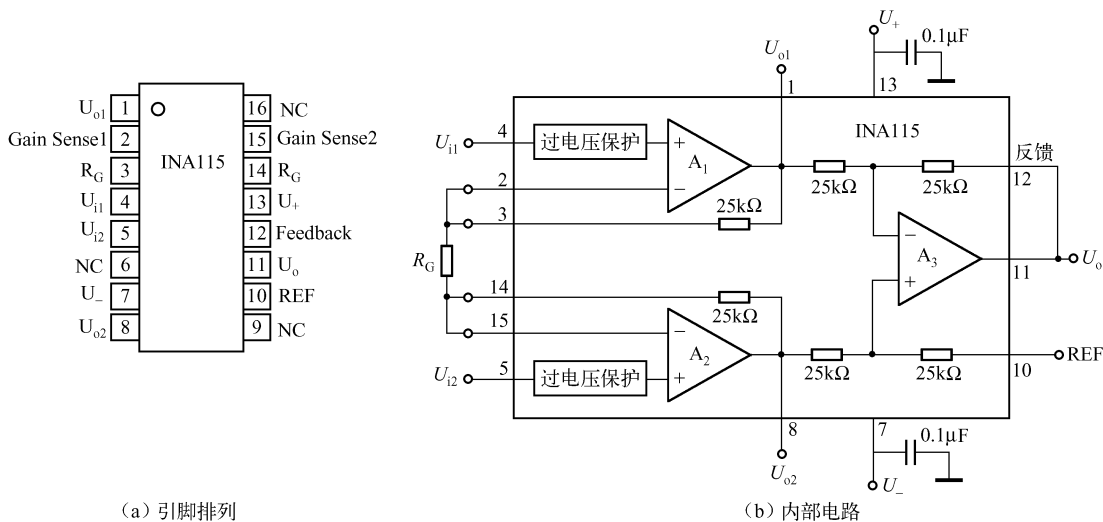


图 2.68 INA115 的引脚排列和内部电路

二、应用电路

1. 基本连接电路

INA115 的基本连接电路见图 2.68 (b)。

在噪声环境和高内阻电源情况下， U_+ (13 脚) 和 U_- (7 脚) 两电源端应接电源滤波器 ($0.1\mu\text{F}$)，并应尽可能靠近电源端子。芯片的输出端以 REF (10 脚) 为参考点，REF 必须低阻连接 (连接线要短)，否则将引起共模抑制比的下降。

当要求高增益时， R_G 阻值很小，要特别注意尽量降低连线的接触电阻。

2. INA115 的数控增益仪用放大器 (一)

由双 - 单刀四掷模拟开关 MAX399 和 INA115 组成的数控增益仪用放大器 (一) 电路如图 2.69 所示。

增益的控制十分简单，只要将地址码 A1、A0 输入相应的编码即可，无需另行设计编码电路，只要将高电平“1”接正电源，低电平“0”接地即可。

(1) 双 - 单刀四掷模拟开关 MAX399

MAX399 的引脚排列和内部电路如图 2.70 (a)、(b) 所示，MAX399 的真值表如图 2.70 (c) 所示。

在 MAX399 的使能端 $EN=1$ 的情况下，当地址码 $A1A0=00$ 时，开关 NO1A 和 NO1B 均接通； $A1A0=01$ 时，开关 NO2A 和 NO2B 均接通，其他情况如真值表所示。

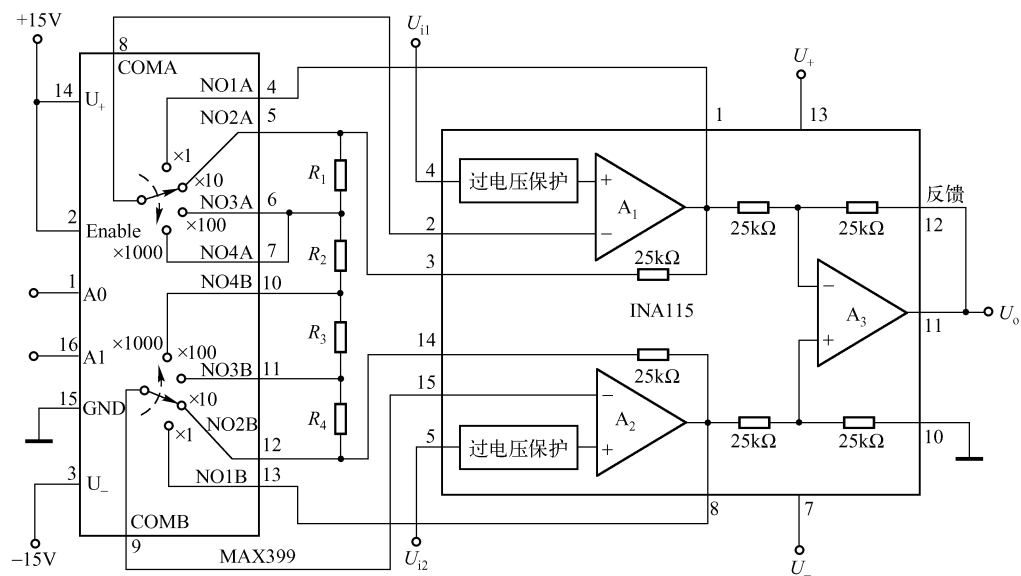


图 2.69 数控增益仪用放大器（一）

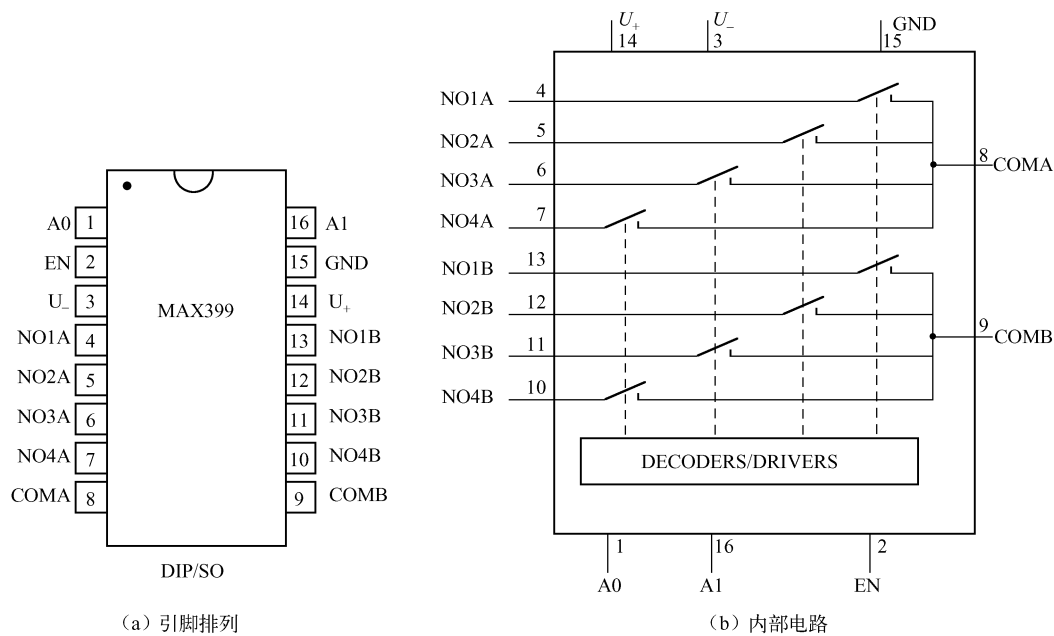


图 2.70 MAX399 的引脚排列内部电路和真值表

MAX399 与 DG409/DG509A/HI409/HI509 相兼容。

(2) 数控增益仪用放大器电路分析与设计

电路中的 R_G 用 $R_1 \sim R_4$ 代替, 利用地址码 A1A0 控制由模拟开关切换的电阻 $R_1 \sim R_4$, 使 R_G 随之变化, 以便得到不同的增益。电路的总增益为

$$A_F = A_{F1} A_{F2}$$

式中, A_{F1} 为由 A_1 和 A_2 组成的差动放大器的增益, $A_{F1} = 1 + (25\text{k}\Omega + 25\text{k}\Omega)/R_G$; A_{F2} 为差动放大器 A_3 的增益, $A_{F2} = 1$ 。

因此有 $A_F = A_{F1}$ 。可取 $R_1 = 2525\Omega$, $R_2 = 50.05\Omega$, $R_3 = 455\Omega$, $R_4 = 2525\Omega$ 。

MAX399 的双“刀”为 COMA 和 COMB, 由地址码 A1A0 来控制各个掷点 ($\times 1$ 、 $\times 10$ 、 $\times 100$ 、 $\times 1000$), 即所控制的增益, 见表 2.8。

表 2.8 MAX399 的地址码与增益的关系 (EN=1)

A1	A0	COMA/COMB 的掷点	R_G/Ω	A_F
0	0	$\times 1$	∞	1
0	1	$\times 10$	$= R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = 5555.05$	$10.0008 \approx 10$
1	0	$\times 100$	$= R_2 + R_3 = 505.05$	$100.0001 \approx 100$
1	1	$\times 1000$	$= R_2 = 50.05$	$1000.0010 \approx 1000$

如需要其他增益, 可设计出 $R_1 \sim R_4$ 的不同阻值。

3. INA115 的数控增益仪用放大器 (二)

由 MAX399 和 INA115 组成的数控增益仪用放大器 (二) 电路如图 2.71 所示。

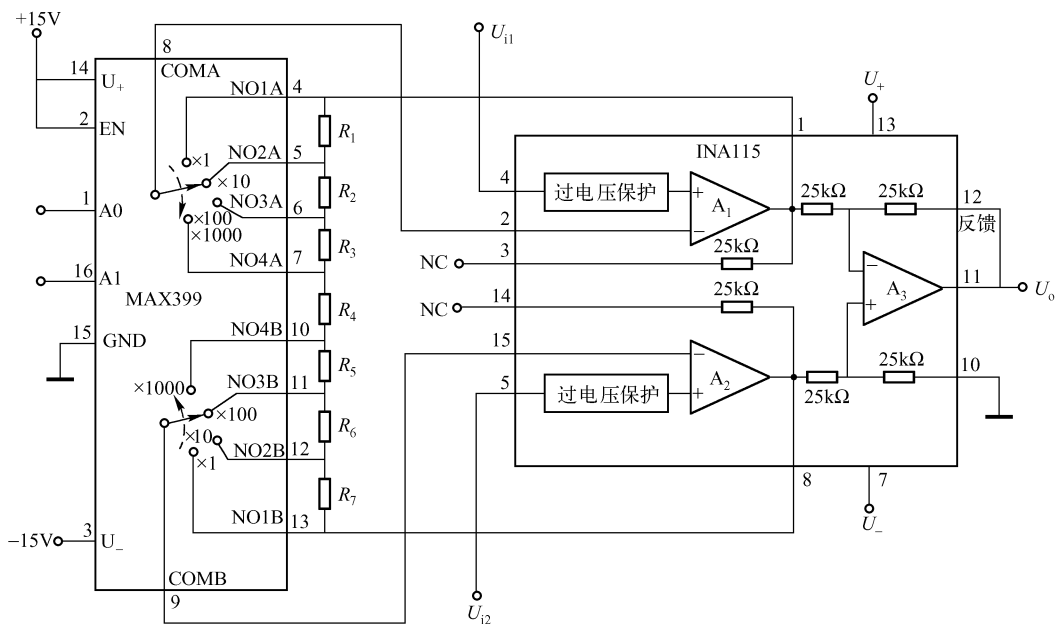


图 2.71 INA115 的数控增益仪用放大器 (二)

INA115 的 A_1 和 A_2 的两个反馈电阻 ($2 \times 25\text{k}\Omega$) 保持开路, 由 A_1 和 A_2 组成的差动放大器的等效电路如图 2.72 所示。

差动前置级的增益为 $A_{F1} = 1 + 2R_{F0}/R_p$; A_3 也为差动放大器, 其增益为 $A_{F2} = 1$, 故整个电路的增益为 $A_F = 1 + 2R_{F0}/R_G$ 。

电路的分析与设计如下:

① 取 $R_1 = 18\text{k}\Omega$, $R_2 = 1.8\text{k}\Omega$, $R_3 = 180\Omega$, $R_4 = 40\Omega$, $R_5 = 180\Omega$, $R_6 = 1.8\text{k}\Omega$, $R_7 = 18\text{k}\Omega$ 。当 COMA/COMB 掷于 MAX399 的 4 脚和 13 脚时, A_1 和 A_2 均为电压跟随器, 故 $A_F = 1$ 。

② 当 COMA/COMB 掷于 MAX399 的 5 脚和 12 脚时, $R_{F0} = R_1 = R_7 = 18\text{k}\Omega$, $R_p = R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 = 4\text{k}\Omega$, 得 $A_F = 1 + 2 \times 18\text{k}\Omega/4\text{k}\Omega = 10$ 。

③ 当 COMA/COMB 掷于 MAX399 的 6 脚和 11 脚时, $R_{F0} = R_1 + R_2 = R_6 + R_7 = 19.8\text{k}\Omega$, $R_p = R_3 + R_4 + R_5 = 0.4\text{k}\Omega$, 得 $A_F = 1 + 2 \times 19.8\text{k}\Omega/0.4\text{k}\Omega = 100$ 。

④ 当 COMA/COMB 掷于 MAX399 的 7 脚和 10 脚时, $R_{F0} = R_1 + R_2 + R_3 = R_5 + R_6 + R_7 = 19.98\text{k}\Omega$, $R_p = R_4 = 0.04\text{k}\Omega$, 得 $A_F = 1 + 2 \times 19.98\text{k}\Omega/0.04\text{k}\Omega = 1000$ 。

当 $R_1 \sim R_7$ 取其他数值时, A_F 的增益见表 2.9。

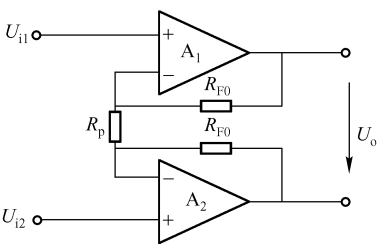


图 2.72 差动放大器的等效电路

表 2.9 MAX399 的地址码与增益的关系

A1	A0	COMA/COMB 的掷点 (MAX399 的引脚)	R_1/Ω	R_2/Ω	R_3/Ω	R_4/Ω	R_5/Ω	R_6/Ω	R_7/Ω	A_F
0	0	COMA 接 4 脚/COMB 接 13 脚	18k	1.8k	180	40	180	1.8	18k	1
0	1	COMA 接 5 脚/COMB 接 12 脚								10
1	0	COMA 接 6 脚/COMB 接 11 脚								100
1	1	COMA 接 7 脚/COMB 接 10 脚								1000
0	0	COMA 接 4 脚/COMB 接 13 脚	18k	9k	4.5k	9k	4.5k	9k	18k	1
0	1	COMA 接 5 脚/COMB 接 12 脚								2
1	0	COMA 接 6 脚/COMB 接 11 脚								4
1	1	COMA 接 7 脚/COMB 接 10 脚								8
0	0	COMA 接 4 脚/COMB 接 13 脚	18k	10.8k	3.6k	7.2k	3.6k	10.8k	18k	1
0	1	COMA 接 5 脚/COMB 接 12 脚								2
1	0	COMA 接 6 脚/COMB 接 11 脚								5
1	1	COMA 接 7 脚/COMB 接 10 脚								10

第十节 精密仪用放大器 INA116

一、简介

1. 特点

① 具有 FET 输入级, 采用特殊电路使偏流极低, 只有 10fA ($1\text{fA} = 10^{-15}\text{A}$)。

② 内部采用三运放设计，用外接电阻 R_G 调节电路的增益，调节范围为 $1 \sim 1000$ 。

③ 每个输入端子均有两个保护脚，可用“隔离岛”进行保护，维持极低的输入偏流，可用于驱动电缆。

2. INA116 的引脚排列与内部电路

(1) INA116 的引脚排列

INA116 采用 DIP 塑封和 SOL-16 表面封装，其引脚排列如图 2.73 所示。

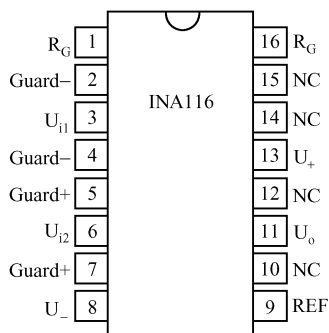


图 2.73 INA116 的引脚排列

(2) 内部电路

INA116 的内部电路如图 2.74 所示。

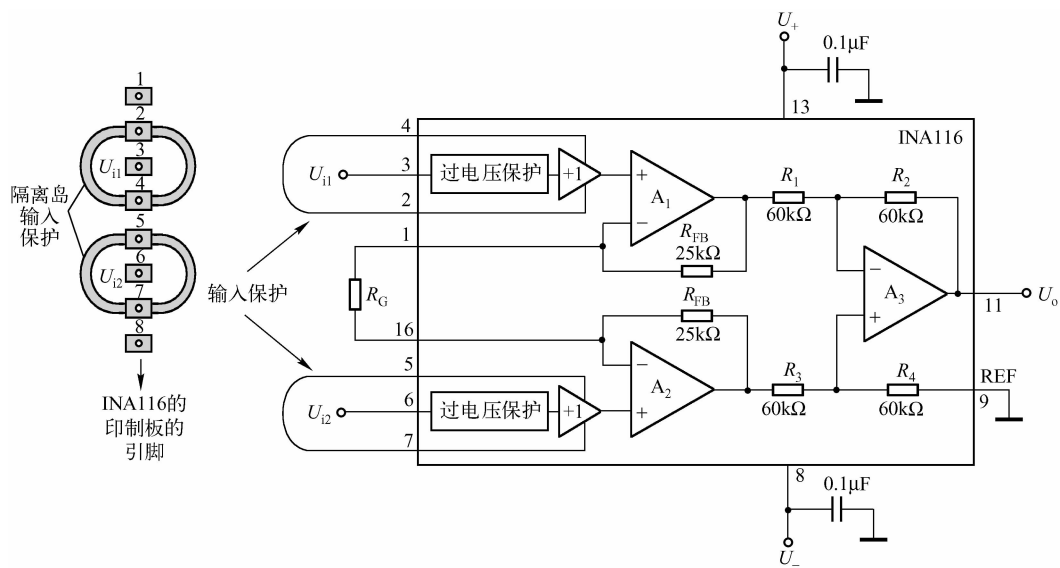


图 2.74 INA116 的内部电路

二、应用电路

1. INA116 的基本连接电路

INA116 的基本连接电路同内部电路图。

使用时应注意以下方面：

① 在噪声或高内阻电源情况下，电源端要接滤波电容（ $2 \times 0.1 \mu\text{F}$ ）且电容应尽可能地靠近电源端（13 脚和 8 脚）。

② 基准端（参考端）REF 应低阻连接，以保证有较高的 CMRR。

③ 两个输入端应采用“隔离岛”保护，它可抑制印制板漏电流，保证输入端具有极低的偏流。

由于 INA116 的第一级采用 A_1 和 A_2 组成的对称差动放大器，故其增益为 $A_{F1} = 1 + (25\text{k}\Omega + 25\text{k}\Omega)/R_F$ 。 A_3 也是对称差动放大器，其增益为 $A_{F2} = 1$ ，故整个电路的增益为 $A_F = 1 + (25\text{k}\Omega + 25\text{k}\Omega)/R_G$ 。

2. INA116 的屏蔽电缆连接电路

在使用高内阻传感器的情况下，应采用屏蔽电缆保护电路，采用单芯同轴电缆时，其连接电路如图 2.75（a）所示；采用两芯同轴电缆时，其连接电路如图 2.75（b）所示。

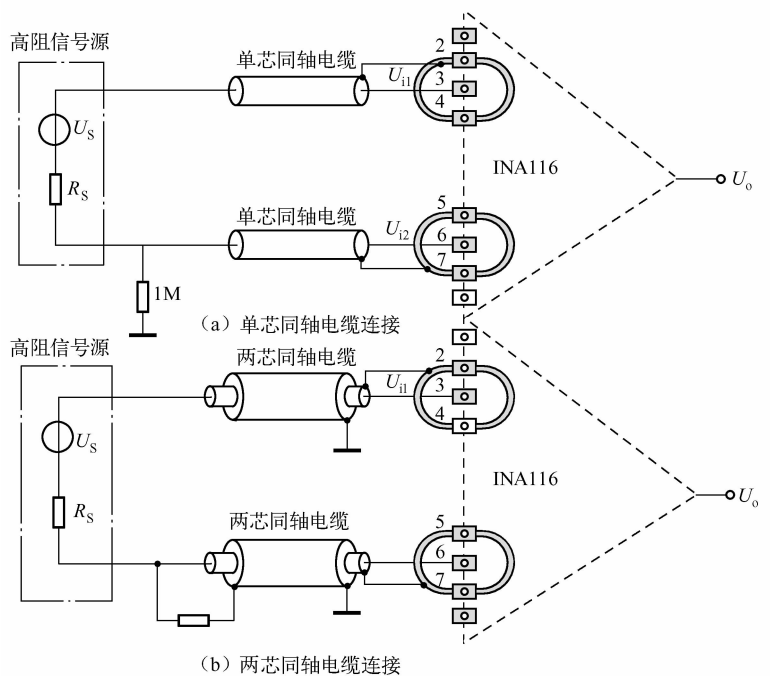


图 2.75 INA116 的屏蔽电缆缓冲器

3. 驱动电缆缓冲器

INA116 的驱动电缆缓冲器电路如图 2.76 所示。

对于缓慢变化的输入信号，可直接输入到 INA116 的输入端；对于快速变化的输入信号，内部运放不能输出足够的快速变化电流。利用图 2.76 所示的 OPA131 所组成的电缆缓冲器，可将电缆屏蔽层的电位钳制到 INA116 两对输入端保护端子（2 脚和 4 脚，5 脚和 6 脚）相同的电位，起到抗干扰作用。

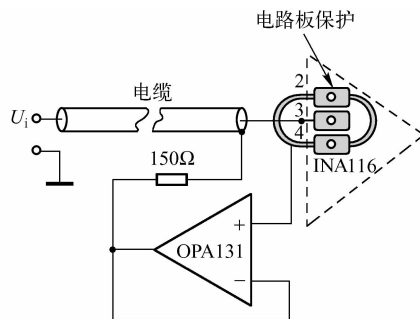


图 2.76 驱动电缆缓冲器

4. pH 值测量电路

pH 值测量电路如图 2.77 所示。该电路也可测量离子浓度。INA116 的两输入信号分别来自探测传感器的采样电极和参考电极，将采样电极和参考电极之间的电位变化作为输入信号，经两屏蔽线传输至两输入端。放大倍的闭环增益为

$$A_F = 1 + 50\text{k}\Omega/R_G = 1 + 50\text{k}\Omega/5.56\text{k}\Omega = 10$$

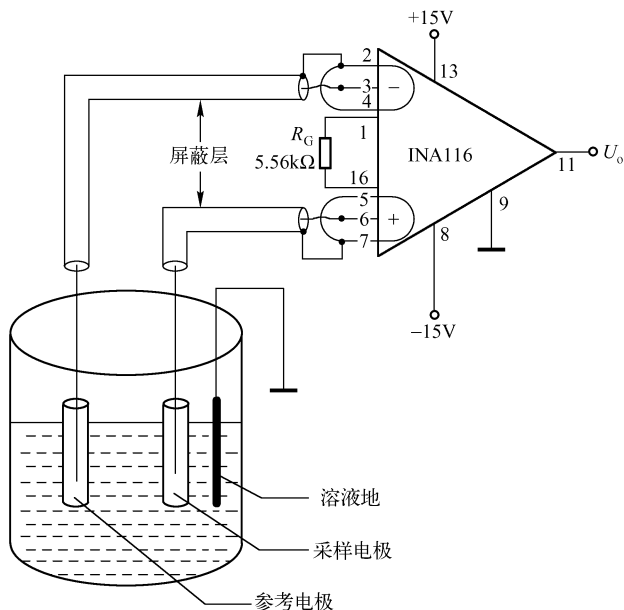


图 2.77 pH 值测量电路

5. INA116 的输入偏流通道电路

INA116 的输入阻抗极高 ($10^{12}\Omega$)，输入偏流极小 (10fA)，必须给两个输入端的偏流提供一个通道，否则输入端将悬浮，偏流将使放大器处于饱和状态。图 2.78 所示为给 INA116 的输入偏流提供通道的电路，电阻 R_1 、 R_2 阻值很大，应使 $R_1 = R_2$ 。

图 (a) 是陶瓷传感器输入偏流通道的电路；图 (b) 是电容式传感器输入偏流通道电路。

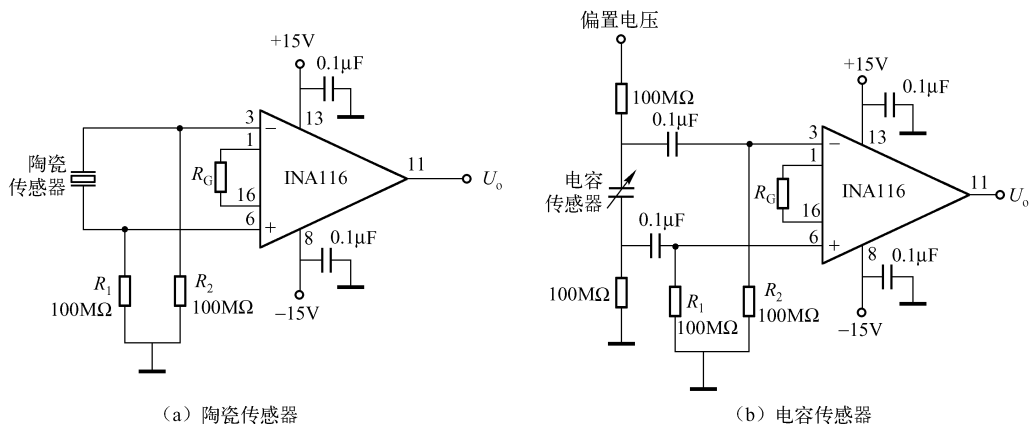


图 2.78 INA116 的输入偏流提供通道的电路

第三章 可编程增益放大器

一般集成运算放大器的增益调节是由外电路元器件参数决定的，这给应用、调节、选择元器件等带来不便，本章介绍几种可编程运算放大器，其电路简单、应用方便。

第一节 PGA103 可编程增益放大器

PGA103（含其他的 PG × × × 型号）是 BURR-BROWN（美国布尔 - 布朗公司）的产品，它的引脚排列如图 3.1 所示，是通用型可编程增益放大器，其增益为 1、10 和 100，由两个 CMOS/TTL 兼容的输入数字码进行数字编程选择。电源电压为 $\pm 4.5 \sim \pm 18\text{V}$ ，静态电流为 2.6mA ，温度范围为 $-40 \sim +125^\circ\text{C}$ ，采用 8 脚双列直插（DIP）塑料封装或 SO 表面封装。

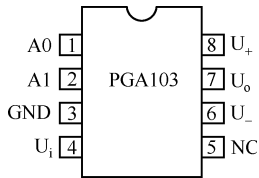


图 3.1 PGA103 的引脚排列

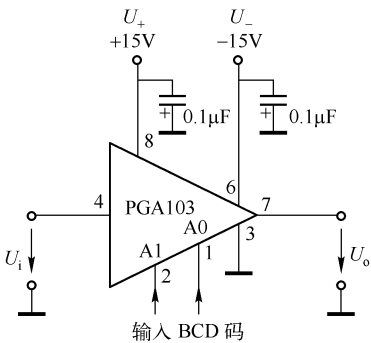
除了增益可编程外，PGA103 如主要特点是可处理宽动态范围信号，为高速电路提供了快速稳定时间。

带宽随增益、电源电压而变，在 $A = 100$ 时，带宽为 250kHz 。

下面介绍一些 PGA103 的基本应用电路。

一、基本电路

PGA103 的基本电路如图 3.2 所示。



A1	A0	增益
0	0	1
0	1	10
1	0	100
1	1	无效

图 3.2 PGA103 的基本电路

应用时应注意以下几点：

- ① 使用双电源（这里用 $\pm 15\text{V}$ ），并用电容（ $0.1\mu\text{F}$ ）对电源滤波。
- ② 输入信号加到 4 脚和 3 脚（地）之间，输出信号由 7 脚和 3 脚引出， $U_o = A_F U_i$ 。

③ 接地电阻要小，即印制板的地线要宽、短，以提供很低的接地电阻，否则将影响增益的精度，如接地电阻为 0.1Ω 时，增益将下降 0.2% 。

④ 增益编程由图 3.2 右侧的表确定，但应排除 $A1 = A0 = 1$ 的情况，因为此时的输出为不确定状态。逻辑状态“1”的电平范围为 $1.2V \sim U_+$ ；“0”的电平范围为 $-5.6 \sim 0.8V$ ；

⑤ 数字输入无锁存，当数字逻辑变化时，输出立即为相应的增益。如需锁存需外加锁存器。

二、可选增益电路

由 PGA103 组成的可选增益电路如图 3.3 所示。

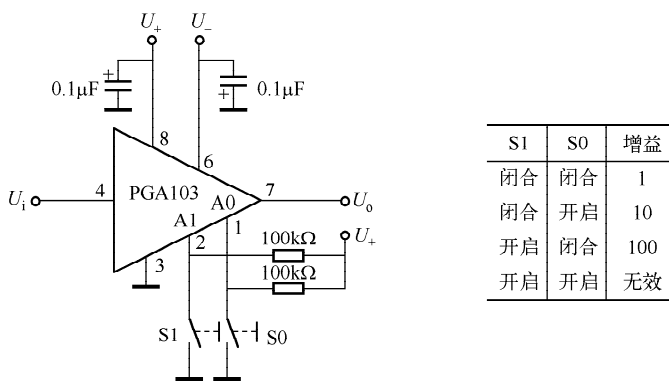


图 3.3 可选增益电路

将 PGA103 的编程端 A1 和 A0 用上拉电阻（ $2 \times 100k\Omega$ ）接至电源 U_+ ，并通过微型开关 S1、S0 接地，可通过两开关的闭合与开启来选择运放的增益。

三、PGA103 失调电压校准电路

PGA 的增益 A_F 为 1、10、100 时都存在失调电压，一般低于 $0.2mV$ 。增益不同其失调电压也不同，为了使失调电压接近于零，一般采用图 3.4 所示的失调电压校准电路。

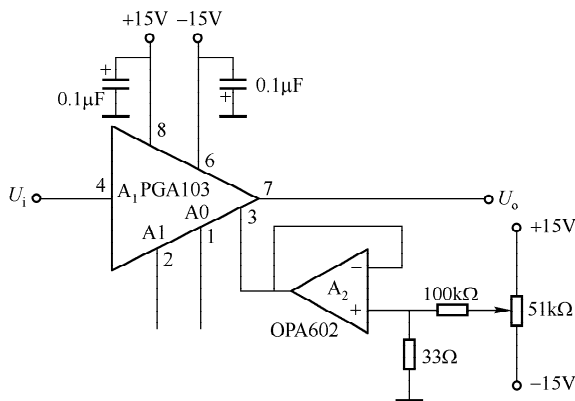


图 3.4 失调电压校准电路

在 PGA103 组成的基本放大器中, 输入信号加在 4 脚和 3 脚 (地) 之间。调电压校准电路中, 输入信号虽然也加在 4 脚与地之间, 但 3 脚都存在一个电压 U_{TRIM} , 该电压由电压跟随器提供, 因此 PGA103 运放的输出电压为 $U_o = A_F (U_i - U_{\text{TRIM}})$ 。调零时, 将输入端对地短接, 用 $4\frac{1}{2}$ 位数字电压表测量输出电压, 应使其为零。

四、高输入电压放大器

在 PGA103 的输入端加接分压器, 可以测量 $\pm 120\text{V}$ 的信号, 其电路如图 3.5 所示。

输入信号 U_i 的分压电阻, 应选用高精度的电阻。二极管 VD_1 和 VD_2 起双向钳位作用, 使加到输入端 4 脚的电压范围为 $\pm 15 \sim \pm 0.7\text{V}$ 。

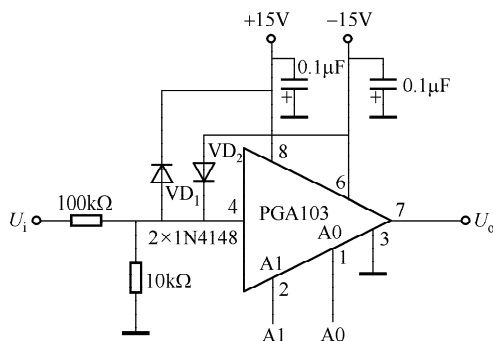


图 3.5 高输入电压放大器

五、可编程仪用放大器

可编程仪用放大器电路如图 3.6 所示, 它的前置放大是用仪用放大器, 输出级为可编程放大器。

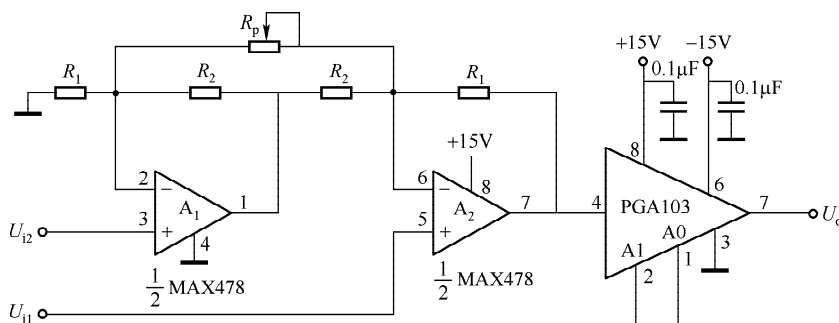


图 3.6 可编程仪用放大器

1. 仪用放大器

仪用放大器由 MAX478 组成, 是单电源精密运算放大器, 其主要特点如下:

- ① 最大供电电流为 $17\mu\text{A}$ 。
- ② 最大失调电压为 $70\mu\text{V}$ 。
- ③ 单电源工作, $U_s = 5\text{V}$ 。
- ④ 输入失调电流 $I_{io} = 0.05\text{nA}$ (典型值)。
- ⑤ 偏置电流 $I_b = 3\text{nA}$ (典型值)。
- ⑥ 差动输入电阻 $r_{id} = 2.0\text{G}\Omega$, 共模输入电阻 $r_{ic} = 12\text{G}\Omega$ 。
- ⑦ 共模抑制比 $\text{CMRR}_c = 103\text{dB}$ (最小为 93dB)。
- ⑧ 电源抑制比 $\text{PSRR} = 104\text{dB}$ 。
- ⑨ 大信号电压增益 $A_{\text{VCL}} = 200\text{V/mV}$ (典型值), 约为 106dB 。

由以上特点可见, MAX478 是一个性能优良的精密运算放大器, 性价比高 (每只约 3 美元)。

MAX478 为双运放, 和它性能相同的有 MAX479 (四运放)。由 MAX478 组成的仪用放大器的闭环增益为

$$A_F = \frac{U_o}{U_{i1} - U_{i2}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + 2 \frac{R_1}{R_p}$$

改变 R_p 可改变增益。

2. 可编程放大器 PGA103

可编程放大器 PGA103 的编程方法前面已详细介绍。它的编程增益有 1、10 和 100, 因此, 整个电路的增益分别为 A_F 、 $10A_F$ 和 $100A_F$, 而 A_F 又是可连续改变的, 这给应用带来方便。

第二节 增益可数字编程的仪用放大器 PGA202/203 的应用电路

一、简介

增益可数字编程的仪用放大器 PGA202/203 的引脚排列和内部电路框图如图 3.7 所示, PGA202 和 PGA203 的性能相同, 只是编程增益不同。PGA202 的编程增益 $A_F = 1$ 、10、100, PGA203 的编程增益 $A_F = 1$ 、2、4、8。这两个单片仪用放大器的输入与 TTL/CMOS 兼容, 可与 CPU 接口, 在带宽范围内, 其增益基本保持不变。它们的增益和失调电压采用激光校正, 可用数码控制增益和电阻调节失调, 使用方便。

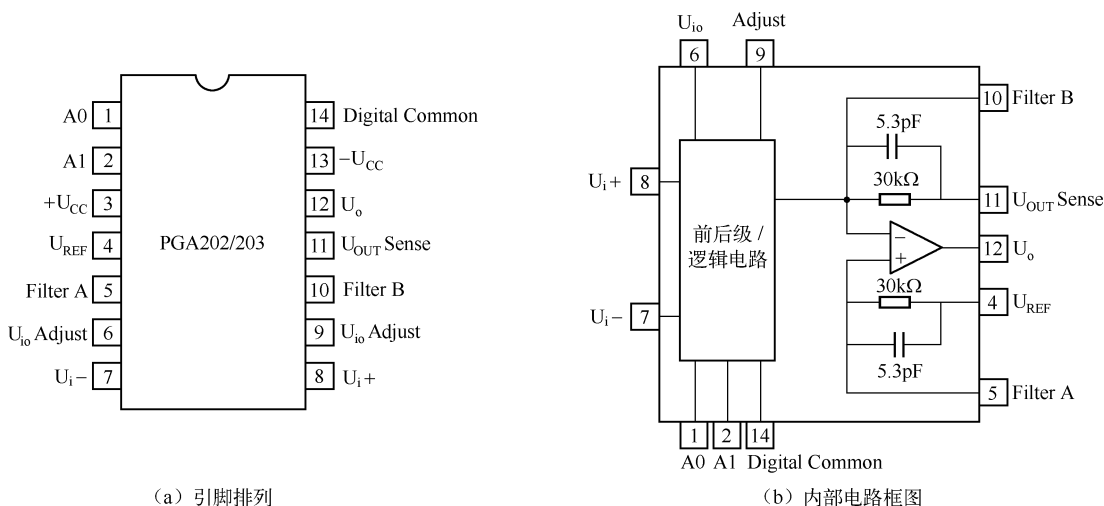


图 3.7 PGA202/203 的引脚排列和内部电路框图

PGA202/203 采用陶瓷封装和塑料封装, 前者用于工业级温度范围, 后者用于商业级温度范围。

引脚功能如下：

- $+U_{CC}$, $-U_{CC}$: 3 脚, 13 脚, 分别为电源正和电源负；
- U_{io} Adjust: 6 脚, 9 脚, 为输入失调电压调节端；
- $U_i +/U_i -$: 8 脚, 7 脚, 分别为输入信号正、负端；
- U_o : 12 脚, 信号输出端；
- U_{OUT} Sense: 11 脚, 信号输出敏感端, 常规用法是将此端接至输出端；
- Filte A, Filte B: 5 脚, 10 脚, 分别为同相和反相滤波端；
- U_{REF} : 4 脚, 参考电压端；
- Digital Common: 14 脚, 数字地；
- A1, A0: 2 脚, 1 脚, 逻辑数字可编程输入端。

二、应用电路

1. 基本可编程仪用放大器

基本可编程仪用放大器电路如图 3.8 所示, 设计者或使用者应掌握电路的连接及其相关知识:

① 正电源和负电源均接 $1\mu\text{F}$ 钽电容, 用于旁路滤波, 在印制板上, 钽电容应尽量靠近芯片的电源引脚。

② 各元器件接地时采用“一点接地”方式, 这一点就是模拟地, 这样能避免外接元器件引入增益和 CMRR 误差。

③ 接入 U_{OUT} Sense (11 脚) 和 U_{REF} (4 脚) 的引线要短, 以避免增益误差。

④ 不要在输出端到输入端和输出端到调节端之间跨接电容, 以保持放大器的稳定。

⑤ 数字编程增益

在 A1 和 A0 端加入数字码的编程增益见表 3.1。

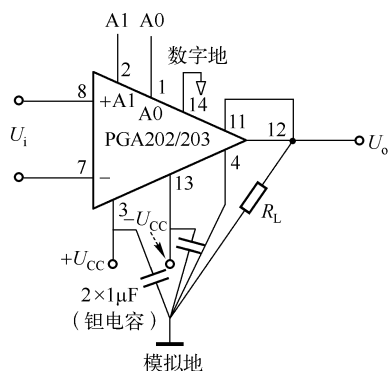


图 3.8 基本可编程仪用放大器

表 3.1 PGA202/203 数字码的编程增益

编 码		PGA202		PGA203	
A1	A0	增 益	误 差	增 益	误 差
0	0	1	0.05%	1	0.05%
0	1	10	0.05%	2	0.05%
1	0	100	0.05%	4	0.05%
1	1	1000	0.10%	8	0.05%

2. 失调电压校正电路

由于 PGA202 设计主要考虑可编程的特点, 因此, 在外界环境 (温度、电源电压等) 变化时, 都存在一定的失调电压。图 3.9 所示为 PGA202 失调电压校正电路, 图中用 R_{pl} 接在两个失调电压调节端 (6 脚和 9 脚); 另外, 在输出放大器 (见 PGA202 的框图) 的 U_{REF} 端

接到电压跟随器 LM110 的输出端上，用电位器 R_{p2} 来调节 LM110 的 U_+ 的大小。LM110 为专用电压跟随器集成电压，它具有极低的输出电阻 (0.75Ω) 和良好的跟随特性。

具体调试方法是，用 $4\frac{1}{2}$ 位以上的数字电压表接在 PGA202 的输出端 (12 脚) 和模拟地之间，将两输入端短接，使 $U_i = 0$ ，调节 R_{p1} 和 R_{p2} 使数显为零或接近于零。

3. PGA202 的噪声抑制电路

PGA202 的噪声抑制电路如图 3.10 所示。

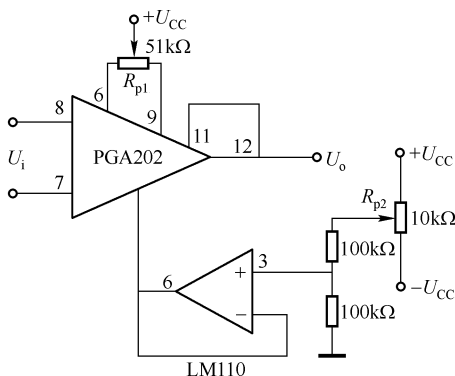


图 3.9 PGA202 失调电压校正电路

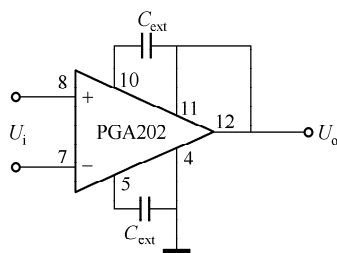


图 3.10 PGA 的噪声抑制电路

PGA202 内部无噪声专用抑噪电路，一般采用外接输出滤波电路，它是将两个滤波端 A 和 B (分别为内部放大器的同相输入端和反相输入端) 外接一个电容器与内部电容 (5.3pF) 相并联，以抑制运放内部产生的噪声电压，主要是抑制较低频率的响应。

4. 自动量程切换电路

在测量测试领域常常需要自动切换量程的电路，以达到快速检测的目的。图 3.11 所示自动量程切换电路为一简单的量程切换电路，它由可编程运算放大器 PGA202、双电压比较器 MAX922 和可逆 (加/减) 计数器 CD40193 等组成。

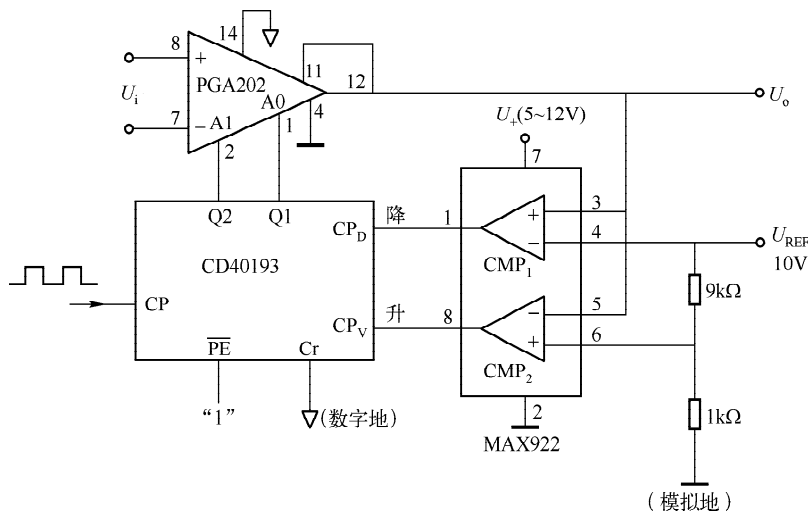


图 3.11 自动量程切换电路

当运放 PGA202 的放大倍数一定时, 其输出信号电压随输入信号电压成比例地变化, 当输入信号较大时, 可能引起运放饱和, 这时的测量结果是无意义的。电路中选定一个参考电压 $U_{REF} = 10.0V$, 当 $U_o > 10V$ 时, 比较器 CMP_1 正饱和, 输出为 1, 送到可逆计数器 CD40193 的减法计数的输入端, 使计数器进行减法计数, 可编程放大器的数字控制端 A1、A0 做减法编程, 使输出电压下降; 当 $U_o < [1/(9+1)] \times 10V = 1V$ 时, 比较器 CMP_2 同样正饱和, 其输出也为 1, 使可逆计数器作加法运算, 运放 PGA202 的编程增益增大, 其输出也增大。这样, 可使增益或输出维持在一定的范围之内。

5. 高通交流耦合差动可编程放大器

由 PGA202 组成的高通交流耦合差动可编程增益放大器电路如图 3.12 所示, 它是由运放两个输入端加入 $1\mu F$ 电容和 $1M\Omega$ 电阻组成的。放大器电路的截止频率为

$$f_0 = \frac{1}{\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 0.16Hz$$

该电路能使高于 $0.16Hz$ 的交流信号通过并放大, 对于低于 $0.16Hz$ 的交流信号使之大大衰减。

该电路的设计要点是, 根据对截止频率大小的要求, 由公式 $f_0 = 1/(2\pi RC)$ 来确定 R 、 C 的值。

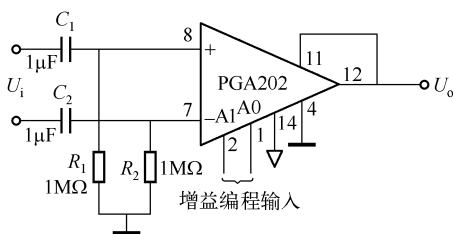


图 3.12 高通交流耦合差动可编程增益放大器

6. 低噪声可编程增益差动放大器

低噪声可编程增益差动放大器由 A_1 与 A_2 组成的差动放大器和由 A_3 组成的可编程增益放大器等组成, 如图 3.13 所示。

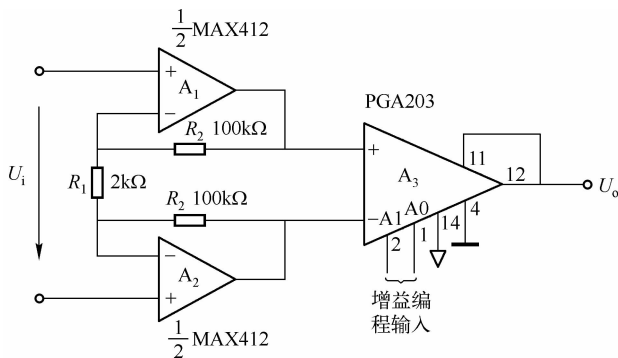


图 3.13 低噪声可编程增益差动放大器

A_1 与 A_2 由 MAX412 低噪声运算放大器组成, MAX412 为双运放, 其噪声小于 $2.4nV/\sqrt{Hz}$, 在低噪声运放中属于比较理想的。 A_1 与 A_2 组成的差动运放, 其增益为 $A_{F1} = 1 + 2R_2/R_1 = 101$; A_3 的可编程增益为 1、2、4、8。因此, 整个电路的可编程增益为 101、202、404、808, 可根据设计要求确定具体的增益值。

7. 可编程级联放大器电路

将两个可编程放大器级联可得到更广泛的可编程增益, 下面介绍一个级联电路。

将 PGA202 与 PGA203 串联, 可得到 16 种可编程增益, 这给应用带来很大的方便。PGA202 与 PGA203 的级联电路如图 3.14 所示, 增益见表 3.2。

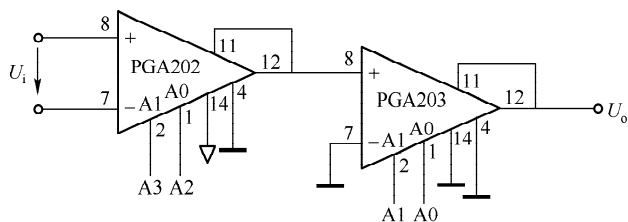


图 3.14 PGA202 与 PGA203 的级联电路

表 3.2 PGA202 与 PGA203 级联的增益

A3	A2	A1	A0	增益 A_F	A3	A2	A1	A0	增益 A_F
0	0	0	0	1	1	0	0	0	100
0	0	0	1	2	1	0	0	1	200
0	0	1	0	4	1	0	1	0	400
0	0	1	1	8	1	0	1	1	800
0	1	0	0	10	1	1	0	0	1000
0	1	0	1	20	1	1	0	1	2000
0	1	1	0	40	1	1	1	0	4000
0	1	1	1	80	1	1	1	1	8000

第三节 PGA204/205 可编程增益仪用放大器

一、简介

PGA204/205 是通用型仪用放大器, 它的增益可以选择, 由两条 CMOS 或 TTL 兼容的地址线 A1 和 A0 的编码确定; 模拟输入端 (U_{i+} 和 U_{i-}) 有过电压保护电路, 可承受 $\pm 40V$ 电压而不会损坏; 内部采用激光校正技术, 具有较低的失调电压 (最大失调电压为 $50\mu V$) 和漂移 ($0.25\mu V/^\circ C$); 具有高共模抑制比 $CMRR_R$ ($A_F = 1000$ 时为 115dB); PGA204 可编程增益 $A_F = 1、10、100、1000$; PGA205 可编程增益 $A_F = 1、2、4、8$; 工作电压为 $\pm 4.5 \sim \pm 15V$, 静态电流较高 (5mA), 额定温度 $-40 \sim +85^\circ C$ 。

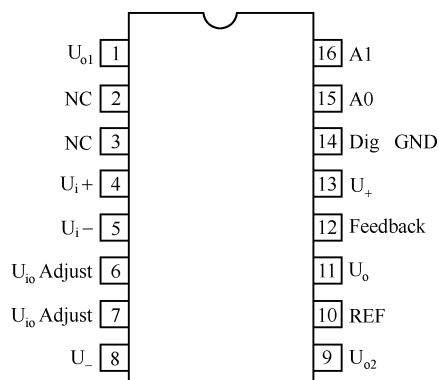


图 3.15 PGA204/205 引脚排列

PGA204/205 采用 16 脚 DIP 塑料封装和 SOL-16 表面封装 (贴片式), 前者 DIP 封装的引脚排列如图 3.15 所示, 其内部电路框图如图 3.16 所示。

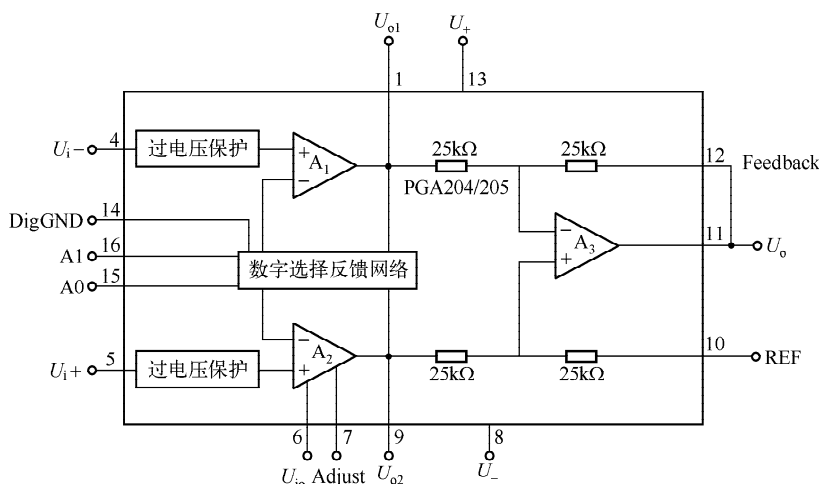


图 3.16 PGA204/205 的内部电路框图

引脚功能如下：

- U_i+ (5 脚) 和 U_i- (4 脚)：信号正、负输入端。
- A1 (16 脚) 和 A0 (15 脚)：地址码输入端根据增益要求，输入 00 ~ 11。
- DigGND (14 脚)：数字地。
- REF (10 脚)：参考点，输出以 REF 为参考点，即模拟地。
- Feedback (12 脚)：反馈端，一般将此端接至输出端 U_o 。
- U_{o1} (1 脚) 和 U_{o2} (9 脚)：与数字选择反馈网络相联的前置级放大器 A_1 和 A_2 的输出端，不用时可开路。
- U_+ (13 脚) 和 U_- (8 脚)：正、负电源端，电源电压范围为 $\pm 4.5 \sim \pm 15V$ ，应用时应接旁路滤波电容。
- $U_{io}/Adjust$ (6/7 脚)：失调电压调节端。
- U_o (11 脚)：信号电压输出端。

二、应用电路

1. PGA204/205 基本放大器

PGA204/205 基本放大器电路如图 3.17 所示。这是设计/使用 PGA204/205 最基本的连接电路。

下面介绍 PGA204/205 的设计/使用要点。

(1) 电源电压

PGA204/205 的电源电压范围较广， $\pm 4.5 \sim \pm 15V$ 之内均可。在高内阻电源或电源含有噪声电压时，电源端要接旁路滤波电容，滤波电容在印制板上的位置要尽可能靠近电源引脚，以滤掉噪声。

(2) 关于模拟地和数字地

① 模拟地是正电源 U_+ 和负电源 U_- 的参考点，如图 3.18 所示，即 U_+ 对 A 点的电位为 $+15V$ ， U_- 对 A 点的电位为 $-15V$ 。在本例中，数字地可接到负电源 U_- 上。

② 在很多电路中，其内部有模拟电路和数字电路，模拟电路有几个参考点，实行“一点连接”，这就是模拟地，即 A-GND；数字电路也有几个参考点，也实行“一点连接”，这就是数字地，即 D-GND。在电路装配中，印制板的多个模拟地集中于一点（A-GND），多个数字地集中于一点（D-GND），然后将 A-GND 和 D-GND 相连。

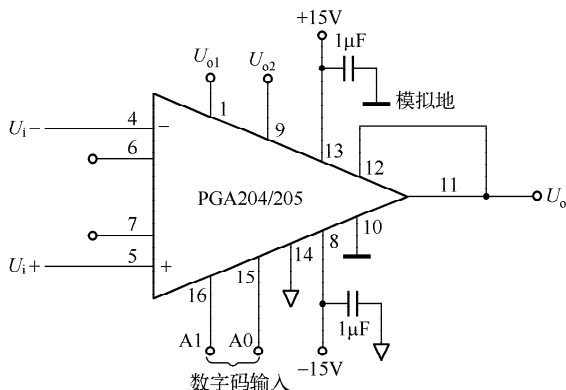


图 3.17 PGA204/205 基本放大器

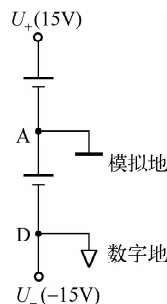


图 3.18 模拟地和数字地

③ 一般将参考端 REF（10 脚）作为模拟地的参考点。在印制板上的模拟地（10 脚）应用较宽的敷铜板条，以保证接地电阻必须是很低的电阻，否则将影响 CMRR。一般的情况下，PGA204/205 的共模抑制比较高（ $A_F = 1000$ 时， $CMRR = 115\text{dB}$ ）。

④ 正常工作时，反馈端 Feedback（12 脚）必须与输出端 U_o （11 脚）连接，否则，不能将输出电压反馈至 A_3 的反相端，不能将 A_3 接成差动仪用放大器。Feedback 用于直接检测输出电压在负载两端压降的情况，以确保最佳精度。

⑤ 数字输入端 A1、A0 为地址码输入端，从 00 ~ 11，PGA204 分别对应增益为 1、10、100、1000，PGA205 分别对应增益为 1、2、4、8。当 A1 A0 为 00 时，增益 $A_F = 1$ ，此时，输出的拉电流（流出）为 $1\mu\text{A}$ ；当 A1 A0 为 11 时，输出端的灌电流（流入）几乎为零。A1 A0 = 11 时的高电平比数字地电位高 2V 以上，而数字地可以连接到比正电源（ U_+ ）低 4V 的任意负电源（ U_- ）上。换言之，正电源接 U_+ ，负电源接 $U_+ - 4\text{V}$ 。通常，将数字地与电路地（模拟地）连接。数字地与模拟地分开，数字电流不会影响模拟信号。

⑥ 数字输入端无锁存，当数字逻辑输入发生变化时，输出端立即选择相应增益的输出电压，其响应时间仅为 $1\mu\text{s}$ 。用于数据采集时，数字输入端应外加锁存器，以隔离敏感的模拟信号与高速数据总线，满足模拟信号与高速数据总线连接的需求。

2. PGA204/205 失调电压调节电路

PGA204/205 的输入级（ A_1 和 A_2 ）和输出级（ A_3 ）采用激光校准技术，具有很低的失调电压和漂移，在许多应用中不需另设计外电路来校正失调电压。但是，在要求较高的场合，需非常小的失调，以满足高精度的要求。失调电压调节电路如图 3.19 所示。

在输入级的两个调节端子（6 脚和 7 脚），外接 $200\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 的电位器 R_{p1} 来调节输入失调电压。调节 R_{p1} 只能校正运算放大器本身的失调电压。对于运算放大器电路系统和传感器失调的校正，在输出运放 A_3 的 U_{REF} （10 脚）端接电压跟随器的输出端，可调节 R_{p2} 来达到校正的目的。

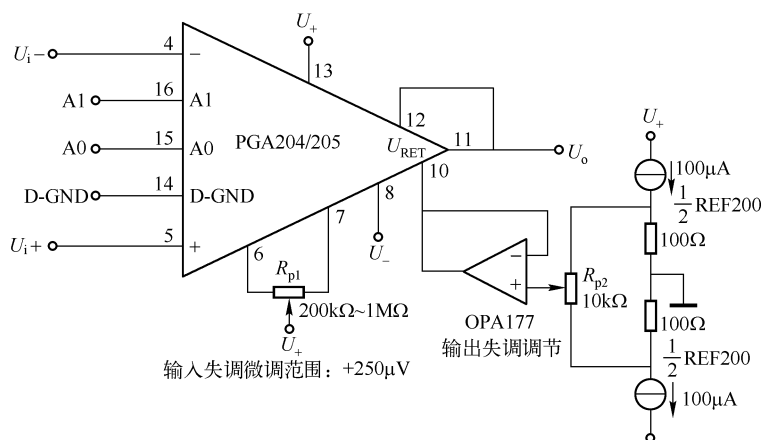


图 3.19 PGA204/205 失调电压调节电路

(1) 对于输入失调的调节

在运放的输出端接一个高精度 ($4\frac{1}{2}$ 位以上) 数字电压表, 将可编程增益设定为最大 (PGA204 为 1000, PGA205 为 8), 将两个输入端对地短接, 调节 R_{p1} 使输出电压为零。

(2) 对于输出失调的调节

在校准输入失调的基础上, 在输出端接高精度数字电压表, 设定各个编程增益, 反复调节 R_{p2} 使输出为零。输出失调的调节主要用于系统和传感器的校正, 对漂移性能没有影响。

图 3.19 中的两个 $100\mu\text{A}$ 的恒流源可用两只国产 4DH1 代替, 它的恒流为 $0.005 \sim 0.1\text{mA}$; 也可以用两个 $150\text{k}\Omega$ 的电阻代替 ($\pm U = \pm 15\text{V}$ 情况下), 只是效果不如恒流源。

3. 开关选择可编程增益电路

开关选择可编程增益电路如图 3.20 所示。电路用一个单刀四掷开关 S 来选择可编程增益, 数字编码端 A1 和 A0 都接一个上拉电阻 ($51\text{k}\Omega$) 至正电源 U_+ 。当开关 S 不接触 B、C 时, 由于 B、C 悬空, 故 $A1 = 1, A0 = 1$; 当开关 S 接入 B 或 C 时, 则 $A1 = 0, A0 = 0$ 。二极管 VD_1 与 VD_2 起限制反向电流作用。图中的 D 悬空。

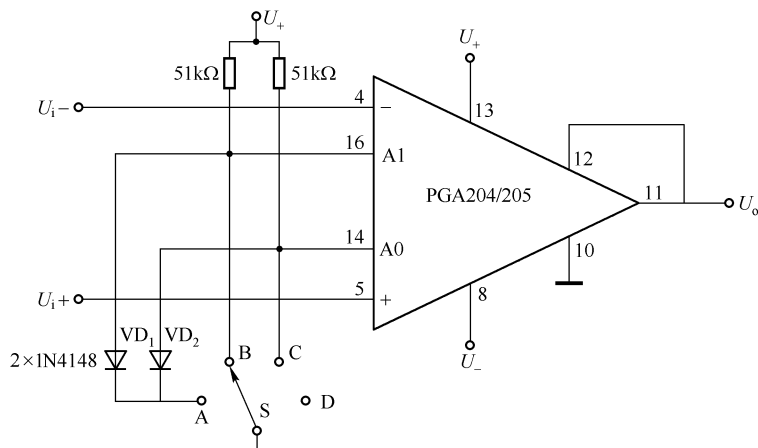


图 3.20 开关选择可编程增益电路

开关 S 的位置与增益选择见表 3.3。

表 3.3 开关 S 的位置与增益选择

开关 S 的位置	编 码		增益 A_F	
	A1	A0	PGA204	PGA205
A	0	0	1	1
B	0	1	10	2
C	1	0	100	3
D	1	1	1000	4

4. 多路输入可编程增益放大器电路

多路输入可编程增益放大器电路由双四路模拟开关 CD4052、双四位锁存 D 形触发器 CD4508 和 PGA204/205 等组成，如图 3.21 所示。

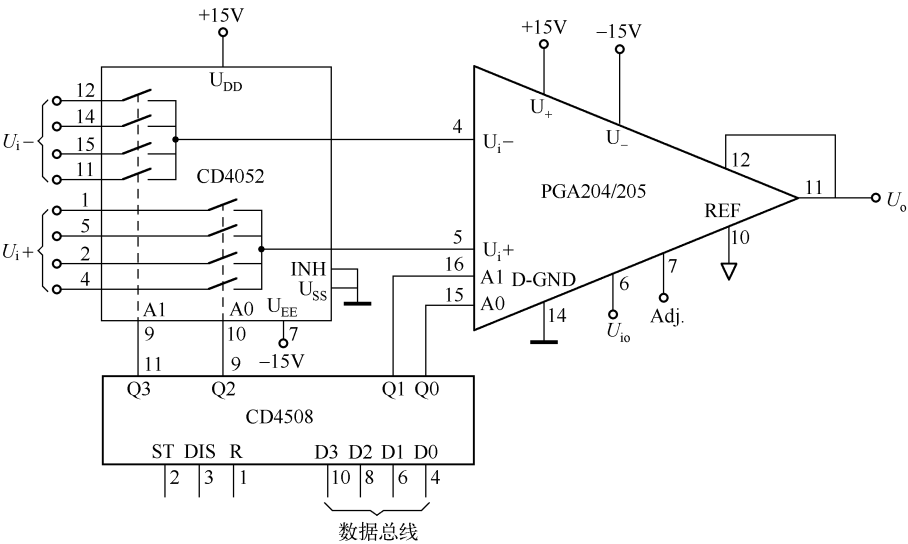


图 3.21 多路输入可编程增益放大器电路

CD4052 内含两个四路模拟开关，它们的 4 个输入端并联后分别接到信号源的 $U_i -$ 和 $U_i +$ 上，各个模拟开关由地址码控制其通断，而且两组开关的通、断都是同步对应进行的。例如，当地址码为 00 时，12 脚和 1 脚的开关同时闭合；当地址码为 11 时 11 脚和 4 脚的开关同时闭合。

CD4508 内含两组四位锁存 D 形触发器，本例只用其中的一组。4 个输入数据来自数据总线，CD4508 将数据传递到它的输出端 Q0 ~ Q3，这是锁存的信号，Q0 ~ Q3 中的两个（Q1 和 Q0）接至 PGA204/205 的地址输入端，另两个（Q2 和 Q3）接至 CD4052 的地址输入端，这样，可将输入信号按可编程增益进行放大。

CD4052 可由 HI509 代换，CD4508 可由 74HC574 代换。

5. 屏蔽驱动电路

经常会遇到微弱信号通过电缆接入 PGA204/205 等运算放大器的情况, 由于屏蔽层与芯线之间存在分布电容, 通过电容耦合会引起一些电磁干扰。实践证明, 如果在屏蔽层上加上一定的电位, 可大大减少这种干扰, 其屏蔽驱动电路如图 3.22 所示。电路主要由 OPA177 电压跟随器组成的屏蔽驱动器构成, 它是将 PGA204/205 内部的前置级差动运放的输出 U_{o1} 和 U_{o2} 分别接入一个 $20\text{k}\Omega$ 的电阻, 送到电压跟随器同相端的一种电路。跟随器的输出接到电缆的屏蔽层上, 使屏蔽层的电位提高 (很多应用是将屏蔽层接地), 以达到消除干扰的目的。

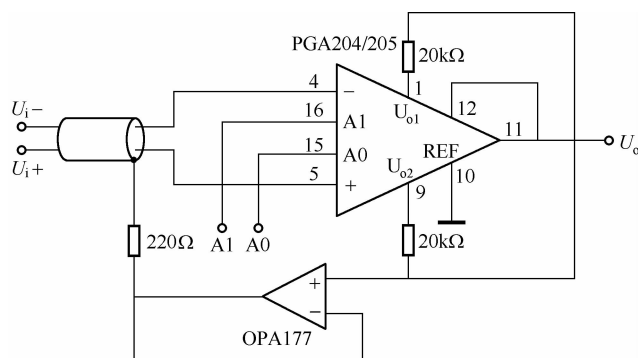


图 3.22 屏蔽驱动电路

6. 交流可编程增益放大器电路

PGA204/205 交流可编程增益放大器电路如图 3.23 所示。表面看来, 这似乎不是一个交流耦合放大器, 因为它的输入端未接阻容耦合电路, 其实不然。由 PGA204/205 内部框图可知, REF (10 脚) 和 A_3 的同相端相连。图 3.23 电路中 PGA204/205 内部的 A_3 输入端 REF 外接阻容元件 RC , 通过运放 A_2 (LF351) 负反馈至 REF 端, 因此它是 PGA204/205 内部的 A_3 组成的交流放大器电路。 RC 的 -3dB 截止频率 $f_{-3\text{dB}} = 1/(2\pi RC)$, 该电路具有高通滤波特性, 即输入信号中高于 $f = 1/(2\pi RC) = 1.59\text{Hz}$ 的频率信号均可通过放大器进行放大, 低于 1.59Hz 信号将大大衰减。

A_2 与 RC 组成高通滤波器, 要求 A_2 的带宽较宽, 以适应对低频到高频信号的放大。 A_2 选用 LF351/F351, 它是宽带放大器, 其增益频带乘积 GB 为 4MHz , 可满足一般交流信号的要求。

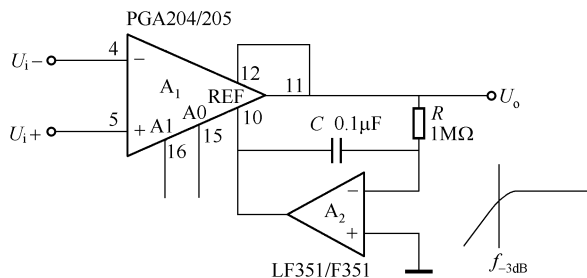


图 3.23 交流可编程增益放大器电路

7. 2^N 可编程增益放大器

2^N ($N=0\sim6$) 可编程增益放大器由两个 PGA205 级联而成, 如图 3.24 所示, 它的增益 A_F 与地址编码 $A_4A_3A_2A_1$ 的关系如表 3.4 所示。

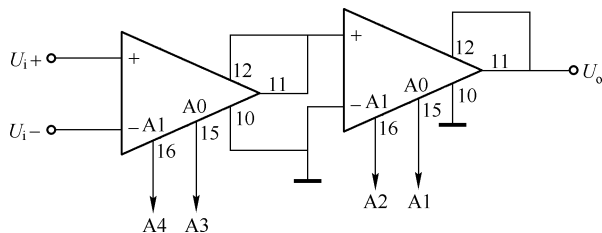


图 3.24 2^N 可编程增益放大器

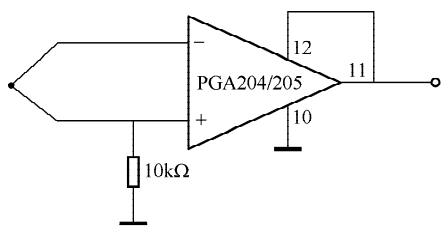
表 3.4 2^N 放大器地址码与增益的关系

A4	A3	A2	A1	$A_F = 2^N$
0	0	0	0	1
0	0	0	1	2
0	0	1	0	4
0	0	1	1	8
0	1	1	1	16
1	0	1	1	32
1	1	1	1	64

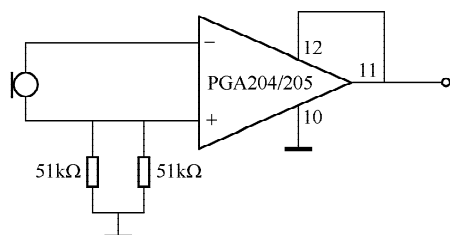
8. 提供输入共模电流通道的电路

PGA204/205 具有很高的阻抗 ($10^{10}\Omega$), 其输入偏流极小 (典型值 $\pm 1\text{nA}$), 因此必须给两个输入端的偏流提供一个通路, 否则, 输入端将悬浮, 使其超过共模范围, 输入级 A_1 和 A_2 将处于饱和状态。

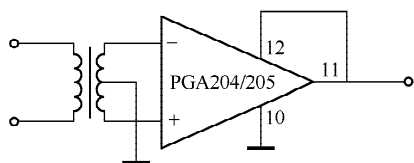
对于不同的信号源采取不同的措施, 图 3.25 所示为四种不同的信号源提供输入共模电流通道的电路。



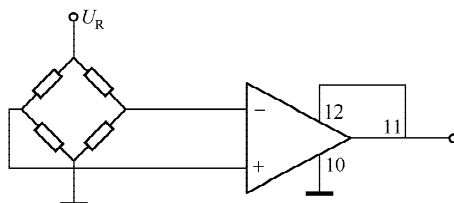
(a) 低阻信号源 (热电偶等)
外接电阻提供偏流通路



(b) 高阻信号源 (微音器、水听器等)
由两外接电阻提供偏流通路



(c) 变压器二次绕组中点提供偏流通路



(d) 信号源本身提供偏流通路

图 3.25 提供输入共模电流通道的电路

图 3.25 (a) 所示为低阻信号源, 如热电偶、铜热电阻等, 在运放的一个输入端接入一个电阻即可; 图 3.25 (b) 所示为高阻信号源, 如微音器、水听器等高内阻传感器、转换器, 在运放的两个输入端均接入一个电阻 ($51\text{k}\Omega$); 图 3.25 (c) 所示为变压器式传感器, 其二次绕组中心抽头接地即可提供偏流通路; 图 3.25 (d) 所示为应变电桥输入电路, 将电桥的一端接地, 可通过桥臂电阻提供偏流。

9. PGA206/207 高速可编程增益放大器

PGA206/207 为 16 脚 DIP (双到直插) 塑料封装和 SOL-16 表面封装集成电路, 其引脚排列和内部电路框图与 PGA204/205 相同 (见图 3.15、图 3.16)。PGA206/207 可用于数据采集, 其快速稳定时间在多路数据采集中能高效工作。它们的增益选择由地址码决定。

PGA206 和 PGA207 组成的高速可编程增益放大器如图 3.26 所示。

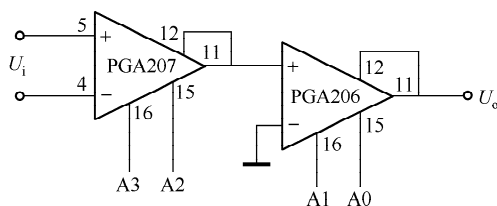


图 3.26 PGA206 和 PGA207 组成的高速可编程增益放大器

PGA206 的增益 $A_{F2} = 1、2、4、8$, PGA207 的增益 $A_{F1} = 1、2、5、10$, 它们级联后的可编程增益见表 3.5。需注意, 欲级联成高速放大器, 两芯片必须都是高速的。

表 3.5 PGA207 与 PGA206 级联放大器的编程增益

PGA207			PGA206			总 增 益
A3	A2	A_{F1}	A1	A0	A_{F2}	$A_F = A_{F1} A_{F2}$
0	0	1	0	0	1	1
0	1	2	0	0	1	2
0	1	2	0	1	2	4
1	1	5	0	0	1	5
0	1	2	1	0	4	8
1	1	10	0	0	1	10
0	1	2	1	1	8	16
1	0	5	1	0	4	20
1	1	10	1	0	4	40
1	1	10	1	1	8	80

第四节 数控增益放大器

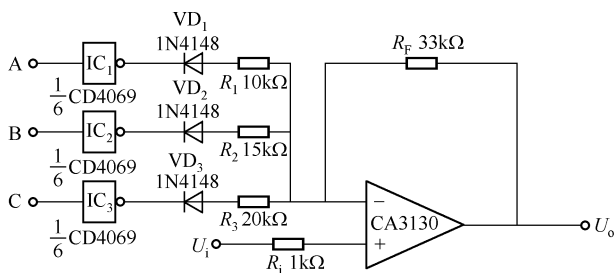
本节介绍两种数控增益运算放大器的设计方法。

一、3 位二进制数控增益放大器

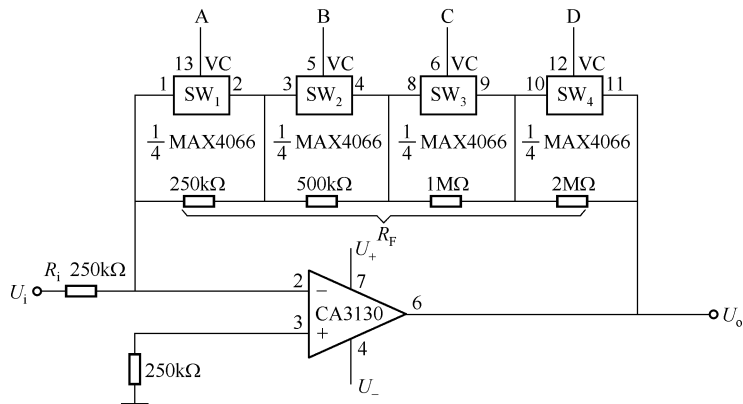
由反相器 CD4069 和运算放大器 CA3130 组成的 3 位二进制数控增益放大器电路如图 3.27 (a) 所示, 它有 8 种不同增益。例如, 当 $C=0$ 、 $B=0$ 、 $A=1$ 时, IC_1 输出为 0, VD_1 导通, 将 R_1 接地, VD_2 、 VD_3 截止, 忽略 VD_1 和 IC_1 的导通电阻, 电路的增益为 $A_F \approx 1 + R_F/R_1 = 1 + 33/10 = 4.3$; 当 $C=1$ 、 $B=1$ 、 $C=1$ 时, 反相端的输入电阻近似为 $R_i = 10k\Omega // 15k\Omega // 20k\Omega = 4.6k\Omega$, $A_F \approx 1 + 33/46 = 8.2$; 当 $C=0$ 、 $B=0$ 、 $A=0$ 时, 运放成为电压跟随器, $A_F = 1$ 。因此, 此电路的数控增益范围为 $1 \sim 8.2$ 。

二、4 位二进制数控增益放大器

由双向模拟开关 MAX4066 和运放 CA3130 组成的 4 位二进制数控增益放大器电路如图 3.27 (b) 所示。当 D、C、B、A 取不同数值时, 电阻反馈网络的电阻值及其所对应的闭环增益见表 3.6。可以看出, 电路的增益依次为 1, 2, ..., 15, 由 $4R_{ON}/250k\Omega$ 确定, R_{ON} 为 MAX4066 内部 MOS 开关管漏-源导通电阻, $R_{ON} = 45\Omega$ (最大值)。和 MAX4066 功能相同的 CD4066/CD4016 的 R_{ON} 比 MAX4066 大一些, 对增益的影响也比 MAX4066 大。



(a) 3 位二进制数控增益放大器



(b) 4 位二进制数控增益放大器

图 3.27 数控增益放大器

表 3.6 输入数字量与相对应的电阻网络电阻、放大器增益的关系

输入二进制数				电阻值/M Ω	放大器增益 A_F	输入二进制数				电阻值/M Ω	放大器增益 A_F
D	C	B	A			D	C	B	A		
0	0	0	0	3.75	15	1	0	0	0	1.75	7
0	0	0	1	3.50	14	1	0	0	1	1.50	6
0	0	1	0	3.25	13	1	0	1	0	1.25	5
0	0	1	1	3.00	12	1	0	1	1	1.00	4
0	1	0	0	2.75	11	1	1	0	0	0.75	3
0	1	0	1	2.50	10	1	1	0	1	0.50	2
0	1	1	0	2.25	9	1	1	1	0	0.25	1
0	1	1	1	2.00	8	1	1	1	1	$4 \times R_{ON} \approx 180\Omega$	$A_F \approx 4R_{ON}/250k\Omega$

当 $D=0$ 、 $C=0$ 、 $B=0$ 、 $A=1$ 时，模拟开关 SW_4 、 SW_3 、 SW_2 的控制端 VC 均为 0，它们的输入端与输出端不导通，但 SW_1 的控制端 VC = 1，将 $25k\Omega$ 电阻短路，因此，反馈电阻 $R_F = 500k\Omega + 1M\Omega + 2M\Omega = 3.5M\Omega$ ， $A_F = -R_F/R_i = -3.5M\Omega/0.25M\Omega = -14$ 。

第五节 数字电位器 MAX5431 应用电路——可编程放大器

一、简介

MAX5431 是美信公司生产的数字电位器，是一种用于增益可编程的精密分压器。

1. 特点

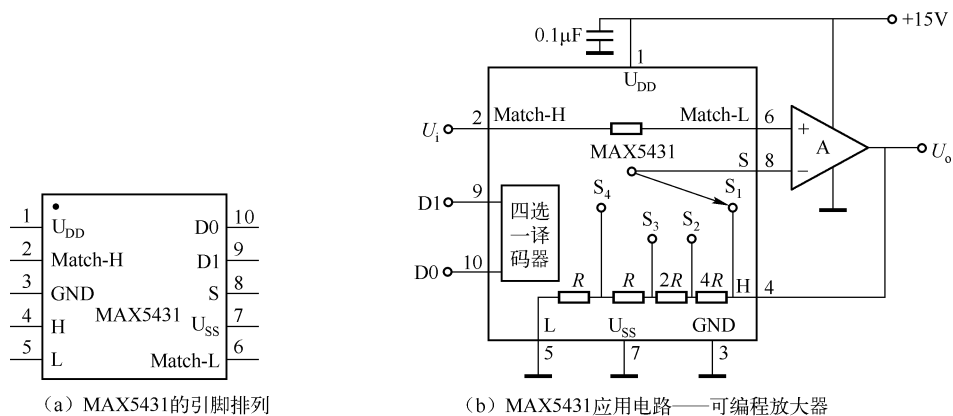
- ① 工作电压为单电源（+12 ~ +15V）或双电源 $\pm(12 \sim 15)V$ 。
- ② 用于同相放大器，其增益为 1、2、4、8，用数字逻辑码来选择增益。
- ③ 分压比精度可达 0.025%。
- ④ 在芯片上集成了运放偏置电流补偿匹配电阻。
- ⑤ 工作电流小，典型值为 $35\mu A$ 。
- ⑥ 与 CMOS、TTL 电平兼容，即并行接口 D1 和 D0 可接收 CMOS、TTL 电路的逻辑电平。
- ⑦ 工作温度为 $-40 \sim +85^\circ C$ 。
- ⑧ 10 引脚 μMAX 封装。

2. 引脚排列及功能

MAX5431 的引脚排列如图 3.28（a）所示，内部电路如图 3.27（b）所示，主要由四选一译码器、4 个模拟开关和 4 个分压器电阻组成。

主要引脚功能如下：

- Match-H（2 脚）和 Match-L（6 脚）：两脚之间有一个匹配电阻，用于补偿运算放大器由于输入偏置电源引起的失调电压。输入电压由 Match-H 输入。
- H（4 脚）：分压器电阻高端，L（5 脚）为分压器电阻低端；
- U_{DD} （1 脚）：电源正端， U_{SS} （7 脚）为电源负端。若用单电源， U_{SS} 应接地。
- S（8 脚）：与内部电路的 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 分别组成 4 个模拟开关。开关的接通与关断由 D1 和 D0 的输入电平来决定，详细工作原理如图 3.28（c）的表格所示。



(a) MAX5431的引脚排列

(b) MAX5431应用电路——可编程放大器

输入电平		S与 $S_i(i=1,2,3,4)$ 连接	运放 增益
D1	D0		
0	0	S与 S_1	1
0	1	S与 S_2	2
1	0	S与 S_3	4
1	1	S与 S_4	8

(c)

图 3.28 MAX5431 的引脚排列及其内部电路和应用电路

二、MAX5431 的应用电路——可编程放大器

MAX5431 的典型应用电路——可编程放大器的电路见图 3.28 (b)，其工作原理是由外接逻辑电平来控制放大器的增益，当 $D1 = 0$ ， $D0 = 0$ 时，模拟开关 S 与 S_1 相接，运放的增益为 1，具体分析如下：

- ① $D1 = 0$ ， $D0 = 0$ 时，S 接 S_1 ， $R_F = 0$ ， $R_{IN} = 4R + 2R + R + R = 8R$ ，有

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_{IN}} = 1 \quad (\text{为电压跟随器})$$

- ② $D1 = 0$ ， $D0 = 1$ 时，S 接 S_2 ， $R_F = 4R$ ， $R_{IN} = 2R + R + R = 4R$ ，有

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_{IN}} = 1 + \frac{4R}{4R} = 2$$

- ③ $D1 = 1$ ， $D0 = 0$ 时，S 接 S_3 ， $R_F = 6R$ ， $R_{IN} = 2R$ ，有

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_{IN}} = 4$$

- ④ $D1 = 1$ ， $D0 = 1$ 时，S 接 S_4 ， $R_F = 7R$ ， $R_{IN} = R$ ，有

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_{IN}} = 8$$

与 MAX5431 数字电位器相似的还有 MAX5430。

第四章 交流放大器、阻抗变换和功率放大器电路

第一节 单管（单级）交流放大器设计

单管（单级）交流 RC 放大器设计是晶体管 RC 耦合放大器的设计基础，虽然交流放大器可用运算放大器来设计，但单管交流放大器成本低，电路简单，在很多设备上都要用晶体管交流放大器，电子爱好者应掌握这种设计技术。下面通过一个实例来说明单管交流放大器的设计方法。

1. 设计要求

设计一个单级交流放大器，要求电压增益 $A_v \geq 50$ ，在 $0 \sim 50^\circ\text{C}$ 环境温度下能正常工作，信号源的电压 $u_i = 10\sqrt{2}\sin 628t\text{mV}$ ，内阻 $R_s = 1\text{k}\Omega$ ，放大器的负载 $R_L = 5\text{k}\Omega$ ，用 3DG6C，测出 $\beta = 60$ 。

2. 设计步骤

(1) 确定电路

因为环境温度有较大的变化范围，应选择分压式交流放大电路，如图 4.1 所示。

(2) 选择电源电压 U_{CC}

U_{CC} 的选择应保证放大器有足够的输出幅度，还要考虑在满足 A_v 的条件下，使放大器不产生饱和失真。硅管的饱和电压在 1V 以下，为保证不产生饱和失真，要求管压降为

$$U_{CE} > U_{om} + 1\text{V}$$

式中， U_{om} 为输出电压的幅度， $U_{om} = A_v U_{im} = 50 \times 10\sqrt{2}\text{mV} = 0.7\text{V}$ 。

因此， U_{CC} 应满足条件 $U_{CC} > 2U_{CE} + U_E = 2 \times 0.7\text{V} + 1\text{V} + U_E$ 。

对于硅管，为了使工作点稳定，一般取 $U_B = 3 \sim 5\text{V}$ （对锗管 $U_B = 1 \sim 3\text{V}$ ），这里取 $U_B = 4.0\text{V}$ ， $U_E = U_B - U_{BE} = (4.0 - 0.7)\text{V} = 3.3\text{V}$ ，则 $U_{CC} > 2(0.7\text{V} + 1\text{V}) + 3.3\text{V} = 6.7\text{V}$ ，故取 $U_{CC} = 9\text{V}$ 。

(3) 选择基极电流 I_B

I_B 的选择主要考虑不使放大器产生截止失真。由于晶体管输入特性下部的弯曲很严重，为避免管子进入弯曲部分产生失真，最小基极电流应不小于 $10\mu\text{A}$ ，因此 I_B 的选择应满足下

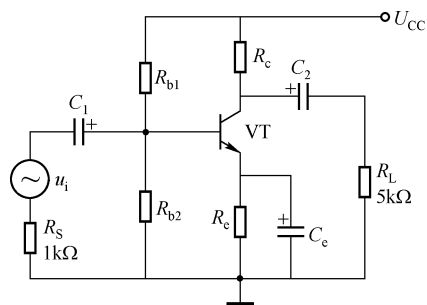


图 4.1 分压式交流放大器

列条件:

$$I_B > I_{bm} + 10\mu A$$

式中, I_{bm} 为 i_b 的最大值, $I_{bm} = U_{im}/r_{be}$ 。

初选 $I_E = 1\text{mA}$, 故 $r_{be} = r_{bb} + (\beta + 1) \times 26\text{mV}/I_E = 300\Omega + (60 + 1) \times 26/1\Omega = 1.9\text{k}\Omega$, 故 $I_{bm} = 10\sqrt{2}\text{mV}/1.9\text{k}\Omega = 7.4\mu\text{A}$, $I_B > (7.4 + 10)\mu\text{A} = 17.4\mu\text{A}$, 选 $I_B = 20\mu\text{A}$, 则 $I_C = \beta I_B = 60 \times 20\mu\text{A} = 1.2\text{mA}$, I_C (1.2mA) 和初选的 I_E (1mA) 相差不大。

(4) 选择 R_{b1} 和 R_{b2}

因为管子在常用温区, 故 I_1 和 U_B 可以取小一些, 取 $I_1 = 5I_B = 5 \times 20\mu\text{A} = 0.1\text{mA}$, $U_B = 4.0\text{V}$ 。

因为 $I_1 \gg I_B$, 故 $U_B \approx I_1 R_{b2}$, 所以 $R_{b2} = U_B/I_1 = 4.0\text{V}/0.1\text{mA} = 40\text{k}\Omega$, 取标称值 $R_{b2} = 39\text{k}\Omega$ 。

$R_{b1} = U_{CC}/I_1 - R_{b2} = 9\text{V}/0.1\text{mA} - 39\text{k}\Omega = 51\text{k}\Omega$ (标称值)。

(5) 确定 R_e

$R_e = (U_B - U_{BE})/I_e = (U_B - U_{BE})/(\beta I_b) = (4.0 - 0.7)\text{V}/(60 \times 20)\mu\text{A} = 2.75\text{k}\Omega$, 取标称值 $R_e = 2.7\text{k}\Omega$ 。

(6) 选择 R_c

选择 R_c 的原则是, 一要满足 A_v 的要求, 二应使工作点合适, 使放大器不产生饱和失真。根据 $A_v \geq 50$ 的要求估算 R_c , 即 $A_v = \beta R'_L/r_{be} \geq 50$, 所以 $R'_L > A_v r_{be}/\beta = 50 \times 1.9\text{k}\Omega/60 = 1.6\text{k}\Omega$, 即 $R'_L = R_L // R_c > 1.6\text{k}\Omega$ 。由此得

$$R_c > 1.6\text{k}\Omega \times R_L / (R_L - 1.6\text{k}\Omega) = 1.6 \times 5 / (5 - 1.6)\text{k}\Omega = 2.4\text{k}\Omega$$

再由静态工作点确定 R_c 。因为 $U_{CC} = R_c I_C + U_{CE} + U_E$, 降落在 VT 管和 R_c 上的电压为 $R_c I_C + U_{CE} = U_{CC} - U_E = (9 - 3.3)\text{V} = 5.7\text{V}$ 。

如前所述, 若要不产生饱和失真, 须使 $U_{CE} > U_{om} + 1\text{V}$, 而 $U_{om} = A_v U_i = 50 \times 10\sqrt{2}\text{mV} = 0.7\text{V}$, 则 $U_{CE} > (U_{om} + 1\text{V}) = 0.7\text{V} + 1\text{V} = 1.7\text{V}$ 。取 $U_{CE} = 2.5\text{V}$, 这样便确定了 R_c , 即

$$R_c = (5.7 - U_{CE})/I_C = (5.7 - 2.5)\text{V}/1\text{mA} = 3.2\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_c = 3.3\text{k}\Omega$ 。

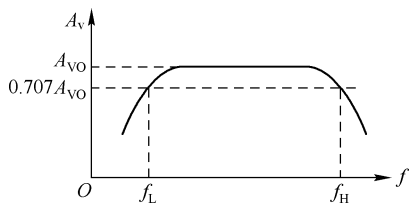


图 4.2 交流放大器的频率响应

(7) 确定 C_1 、 C_2 和 C_e

C_1 、 C_2 和 C_e 与放大器的频率响应 (如图 4.2 所示) 有关。 C_1 、 C_2 和 C_e 引起的频率畸变系数分别为 P_1 、 P_2 和 P_3 , 在任何交流电路中, 这三者都是同时存在的, 放大器的总频率畸变系数为

$$P = A_v/A_{v0} = P_1 P_2 P_3$$

在低频率功率点处, $A_v = P_1 P_2 P_3 A_{v0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times A_{v0}$, 即 $P_1 P_2 P_3 = 1/\sqrt{2} = 0.707$ 。

考虑电路的频率响应, C_1 、 C_2 和 C_e 由下面三式确定:

$$C_1 = 1/[\omega_L(R_S + R_b // h_{ie}) \sqrt{1/P_1^2 - 1}]$$

$$C_2 = 1/[\omega_L(R_C + R_L) \sqrt{1/P_2^2 - 1}]$$

$$C_e = 1 / [\omega_L (R' // R_e) \sqrt{1/P_3^2 - 1}]$$

式中, ω_L 为频率响应曲线的低频率功率点所对应的角频率 (即 $A_{v0}/\sqrt{2}$ 所对应的低频 ω_L 或 f_L)

$$R_b = R_{b1} // R_{b2}; h_{ie} = r_{be}, R' = R'_S // h_{ie}, R'_S = R_S // R_b, R_S \text{ 为信号源内阻。}$$

本例的角频率为 $\omega = 628/s$, 可视为频率响应曲线所对应的 ω_L 。

$$R_S = 1k\Omega, R_b = R_{b1} // R_2 = 22k\Omega, R_C = 3.3k\Omega,$$

$$h_{ie} = r_{be} = 1.9k\Omega, R_L = 5k\Omega, R_e = 2.7k\Omega, R'_S = R_S // R_b = 1k\Omega // 22k\Omega = 0.96k\Omega, R' = R'_S // h_{ie} = 0.96k\Omega // 1.9k\Omega = 0.64k\Omega.$$

在低频率功率点, P_1 、 P_2 和 P_3 应满足 $P_1 P_2 P_3 = 0.707$ 。若取 $P_1 = P_2 = P_3$, 则在 f_L 处最大允许畸变为

$$P_1 = P_2 = P_3 = (0.707)^{\frac{1}{3}} = 0.89$$

实际上, 畸变系数不是均匀分配的, 对 P_1 、 P_2 要求严一些, 对 P_3 要求松一点。令 $P_1 = P_2 = 0.85$, 则 $P_3 = 0.707 / (0.85)^2 = 0.98$ 。

代入上述各参数, 得

$$C_1 = 1F / [628(1 + 22//1.9) \times 10^3 \sqrt{1/0.85^2 - 1}] = 0.93\mu F$$

取标称值 $C_1 = 1\mu F$ 。

$$C_2 = 1F / [628(3.3 + 5) \times 10^3 \sqrt{1/0.85^2 - 1}] = 0.31\mu F$$

取标称值 $C_2 = 0.33\mu F$ 。

$$C_e = 1F / [628(0.64112.7) \times 10^3 \sqrt{1/0.98^2 - 1}] = 15\mu F$$

取标称值 $C_e = 20\mu F$ 。

实际上, 这些电容值可以不进行计算, 根据经验得到。可选择 $C_1 \approx C_2 \approx (1 \sim 20)\mu F$; $C_e \approx (30 \sim 100)\mu F$ 。

(8) 校核增益

$$R'_L = R_L // R_e = 5k\Omega // 3.3k\Omega = 1.98k\Omega, \text{ 故电压增益为}$$

$$A_v = -\beta R'_L / r_{be} = -60 \times 1.98 / 1.9 = -62.5 \text{ 或 } A_v = 35.9dB$$

满足 $A_v > 50$ 的要求。

功率增益为 $G_p = A_v h_{fe} = 62.5 \times 60 = 3750 = 71.5dB$ 。其中, h_{fe} 为电流放大系数。

(9) 电路稳定性校核

电路的稳定性用 $S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}}$ 表示。其中, I_C 为集电极电流; I_{CO} 为发射极开路时的集电极 -

基极反向截止电流。若 S 值太大, I_{CO} 的变化对 I_C 的影响就大, 工作不稳定, 从这点考虑希望 S 值要小; 若 S 太小, 则电路的直流损耗增大, 同时增益下降。所以, 一般规定 $S = 5 \sim 15$ 。

对于本例的分压式 RC 耦合放大器, 其稳定系数为

$$S = (1 + h_{fe})(1 + X) / (1 + h_{fe} + X)$$

其中

$$X = 1 / [R_e (R_{b1} // R_{b2})]$$

因为 $X = 1 / 2.7 \times 51 // 39 = 8.2$, 故为

$$S = (1 + 60) \times (1 + 8.2) / (1 + 60 + 8.2) = 8.1$$

电路可稳定工作。

如若计算出的 S 在规定范围之外, 则需重新设计, 即重新选择 $h_{fe}(\beta)$ 、 R_{b1} 、 R_{b2} 和 R_e , 使 S 在规定的范围之内, 否则由于温度的变化, 将使电路不能稳定工作或耗电太大, A_v 下降。

第二节 CMOS 与非门交流放大器的设计

众多资料中的 CMOS 与非门交流放大器电路如图 4.3 (a) 所示, 这种电路在理论上是完全正确的, 但在实现对小信号不失真地放大时有些欠缺。原因何在? 请仔细分析图 4.4 所示的波形, 无疑这波形是完全正确的。

图 4.3 (a) 所示电路很难确定正确的静态工作点。从图 4.4 可以看出, 在电源电压 $U_{DD} = 15V$ 的情况下, 静态工作点为 $\frac{1}{2}U_{DD}$ (U_{DD} 为其他值也是如此)。若静态工作点上、下移动的范围较大, 电路将无法正常工作放大交流信号。

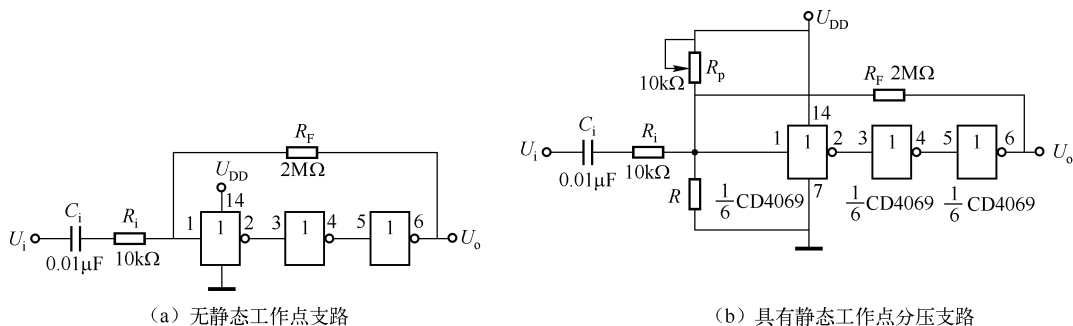


图 4.3 CMOS 与非门交流放大器

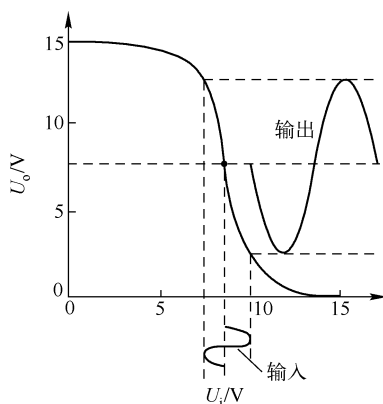


图 4.4 CMOS 与非门交流放大器 U_o 与 U_i 的关系

因此, 选择合理的静态工作点才是设计 CMOS 与非门交流放大器的关键。也就是说, 输入的交流小信号需叠加在静态输入电压之上, 这样不会影响对信号的正常放大。

为此, 设计电路时需要考虑下面两个因素:

① 设计一个提供合理静态工作点的电路,如图 4.3 (b) 所示,适当调节变阻器 R_p ,可保障放大电路具有适当的工作点,该电路对于 $U_{DD} = 6V、10V、12V、15V$ 等,其放大倍数均为 200 左右 ($A_F \approx 2M\Omega/10k\Omega = 200$)。

② 与非门(或非门)的个数应为奇数(因为每一级反相器相移 180° ,偶数级易引起自激振荡)。

该电路的特点如下:

① 电路简单实用。

② 放大倍数容易确定,较为理想。

③ 放大电路具有滤除噪声的能力。用示波器观察小信号输入波形,具有毛刺,而输出电压的波形都为光滑典型的正弦波。

④ 电路只适于放大小信号。静态工作点移动的线性范围小,过大的交流信号容易超出线性区,引起失真。

第三节 由运放组成的交流放大器设计

一、设计必备知识

交流放大器的高端截止频率取决于集成运放小信号运用时的单位增益带宽乘积 GB 和转换速率 SR 。运放参数表一般都给出 GB ,然而,实际使用时不能把它们作为使用带宽的唯一根据,还要考虑运放的转换速率和信号电平的限制。下面以 $\mu A741$ 为例说明。

$\mu A741$ 的 $GB = 1MHz$, $SR = 0.5V/\mu s$,假定由它组成的电路最大输出电压为 $10V$ 。设输出波形为正弦波,输出电压 $u_o = \sqrt{2}U\sin\omega t$, U 为输出电压的有效值, u_o 的斜率为

$$\frac{du_o}{dt} = \sqrt{2}U\omega\cos\omega t$$

最大斜率为

$$\left. \frac{du_o}{dt} \right|_{\max} = \sqrt{2}U\omega$$

为了使波形不失真,输出电压 u_o 的上升斜率必须小于集成运放的 SR_{\max} , 即 $\sqrt{2}U\omega < SR_{\max}$ 。因此,使用频率 f 要满足 $f < SR_{\max}/(2\pi\sqrt{2}U)$, 即

$$f < \frac{0.5V/\mu s}{2\pi\sqrt{2}U} = \frac{0.5V/10^{-6}s}{2\pi\sqrt{2} \times 10V} = 5.6kHz$$

也就是说,在输出电压为 $10V$ 的情况下,输入信号的频率必须限制在 $5.6kHz$ 以下。

如若提高使用频率,必须满足以下条件:

① 选择转换速度 SR 大一些的运放。除高速运放外,一般来说, FET 输入级的运放比 BJT 输入级的运放的转换速率高得多,在前者的 I_D (FET 的漏极电流)和后者的 I_C 相同,且 GB 相同的情况下, $SR_{(FET)}/SR_{(BJT)} = 40$ 。

② 降低对输出电压幅度的要求。同样使用 $\mu A741$,若输出电压 U 为 $1V$,则 $f < 56kHz$ 。

二、设计举例

设计一个交流反相运放电路,输入信号 $u_i = 50\sqrt{2}\sin 2\pi \times 20 \times 10^3 t mV$ (即输入信号的频

率为 20kHz)，电路的增益可方便调节。

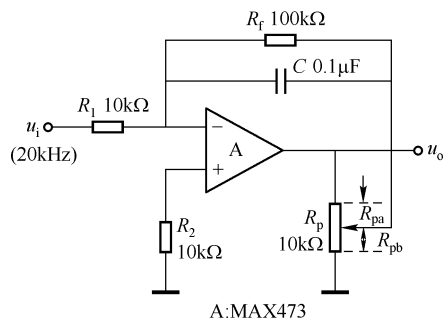


图 4.5 交流反相放大器

1. 选择电路

选择反相交流放大器的形式如图 4.5 所示。电路的闭环增益为

$$A_F \approx -R_f/R_1 \times (1 + R_{pa}/R_{pb})$$

电路通过 R_{pa} 和 R_{pb} 将输出电压分压反馈到输入端。当 $R_{pb} = 0$ 时，负反馈为零，电路的增益最大；当 $R_{pa} = 0$ 时，它的增益最小，为 $-R_f/R_1 = -100/10 = -10$ 。

R_p 选用多圈电位器，可取 $10k\Omega$ 或 $20k\Omega$ 。

2. 选择运算放大器 A

设电路的闭环增益调节至 $A_F = -100$ ，则输出电压的有效值 $U = 100 \times 50\text{mV} = 5\text{V}$ 。

选择 MAX473，其 $GB = 10\text{MHz}$ ， $SR = 15\text{V}/\mu\text{s}$ ，则

$$SR_{\max}/(2\pi\sqrt{2}U) = [15 \times 10^{-6}/(2\pi\sqrt{2} \times 5)]\text{Hz} = 338\text{kHz} > 20\text{kHz}$$

因此，MAX473 满足要求，但若选用 $\mu\text{A}741$ 就不满足要求。

一般来说，高速运放均可满足要求，如 F715、F772、F051、F318、MAX402/403 等。

三、交流放大器实用电路

1. 同相交流放大器

(1) 同相自举交流放大器

同相自举交流放大器由于输入阻抗很高，常用于放大传感器的输入信号。

图 4.6 所示是利用电容 C_1 、 C_2 作为耦合的同相输入交流放大器，电路采用了“自举”技术。电路有以下特点：

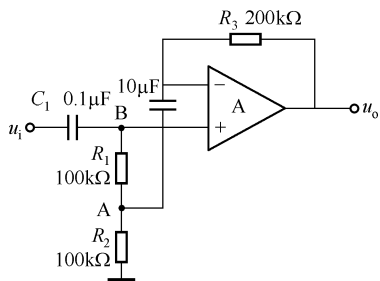


图 4.6 同相自举交流放大器

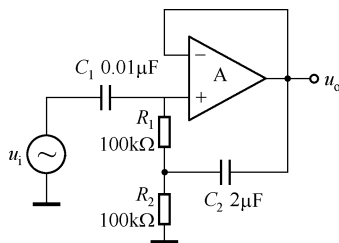


图 4.7 交流电压跟随器

① 闭环增益可以做得很大（使 $R_3 \gg R_2$ ）。

② 输入阻抗很高，输出阻抗低。

当开环增益 $A \rightarrow \infty$ 时，电路的闭环增益为

$$A_F \approx 1 + R_3/R_2$$

电路的输入阻抗为

$$Z_{if} = R_1 + R_2 + X_{C1} + R_1 R_2 / X_{C2}$$

该电路的设计一般满足 $R_1 R_2 \gg X_{C1} X_{C2} = -1/(\omega^2 C_1 C_2)$ ，因此

$$Z_{if} \approx R_1 R_2 / X_{C2} = j R_1 R_2 \omega C_2$$

当 f 很大时， Z_{if} 也很大。例如， $f = 10\text{kHz}$ 时， $Z_{if} = 6280\text{M}\Omega$ ； $f = 1000\text{Hz}$ 时， Z_{if} 也达到 $628\text{M}\Omega$ 。

这个电路输入阻抗高是由于电路采用了“自举”方式。电路的交流增益是 3，因为 $R_3 - R_2$ 的分压，A 点的交流电位 $u_A = \frac{1}{3}u_o$ ，输入信号被放大了 3 倍，因此输入信号为 $\frac{1}{3}u_o$ ，即 B 点的交流电位 $u_B = u_o/3$ ， $u_A = u_B$ 。因此， R_1 无电流，从输入端看相当于开路，输入阻抗得到提高。

(2) 交流电压跟随器

当图 4.6 中的 $R_3 = 0$ 时，电路便成为交流电压跟随器，如图 4.7 所示。电路的增益 $A_F \approx 1 + R_3/R_2 = 1$ ，其输入阻抗仍用 $Z_{if} = R_1 + R_2 + X_{C1} + R_1 R_2 / X_{C2}$ 表示。

(3) 单电源同相交流放大器

单电源同相交流放大器如图 4.8 所示。电路的增益为

$$A_F = 1 + R_4 / [R_p + 1/(j\omega C_2)]$$

A_F 的可调范围为 $10 \sim 1000$ 。

输入阻抗为 $Z_{if} = R_3 + R_1 // R_2 \approx 105\text{k}\Omega$ 。

因为是单电源供电，所以静态输出电压为 $1/2 U_{CC}$ ，而不是 0V 。

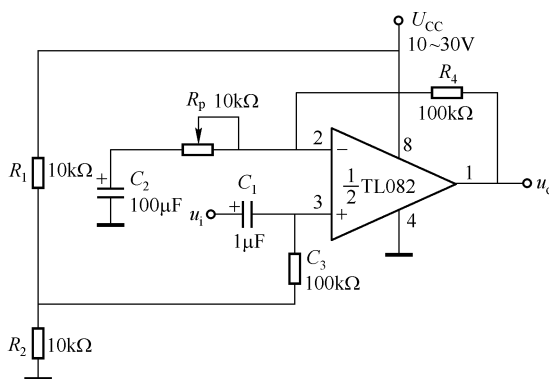


图 4.8 单电源同相交流放大器

2. 调谐放大器

利用运算放大器，在反馈回路接入 LC 谐振网络，可构成 LC 调谐放大器，如图 4.9 (a) 所示，电路的幅频特性如图 4.9 (b) 所示。这是一个调谐于 $f_0 = 100\text{kHz}$ 的窄频带放大器，其电压增益为

$$A_F = -Z_f / R_1 = -R_f // X_L // X_C / R_1 = -\frac{R_f / R_1}{1 + j[\omega_c R_f - R_f / (\omega L)]}$$

谐振时， $\omega_0 C R_f = R_f / (\omega_0 L) = Q$ (Q 为电路的品质因数)，电路的增益为

$$A_F = -\frac{R_f / R_1}{1 + jQ(f/f_0 - f_0/f)}$$

电路的具体设计方法如下：

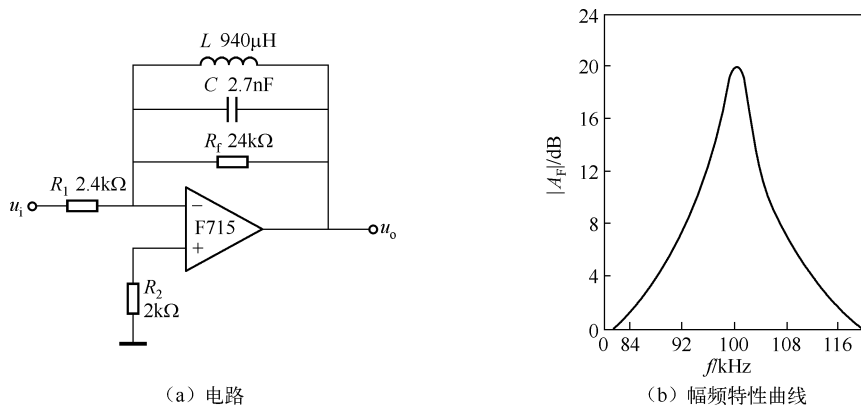


图 4.9 LC 调谐放大器

① 根据需要确定谐振频率 f_0 ，再选择 C 、 L 。

假定 $f_0 = 100\text{kHz}$ ，一般先确定 C ，令 $C = 2.7\text{nF}$ （标称值），则 $L = 1/(4\pi^2 f_0^2 C) = 1H/[4\pi^2 \times (100 \times 10^3)^2 \times 2.7 \times 10^{-9}] = 938\mu\text{H}$ 。

取 $L = 940\mu\text{H}$ （ L 可用市售电感 $680\mu\text{H}$ 串联 $160\mu\text{H}$ 代替）。

② 确定品质因数 Q 。

为了保证电路稳定工作， Q 值不能太大，一般取为几十即可。令 $Q = 40$ ，则

$$R_f = Q/(\omega_0 C) = Q\omega_0 L = 23.6\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_f = 24\text{k}\Omega$ 。

③ 确定闭环增益 A_F 。

令 $A_F = 10$ ，当 $f = f_0$ 时， $A_F = -R_f/R_1$ ，故取 $R_1 = 2.4\text{k}\Omega$ 。

④ 选用运算放大器。

本例的谐振频率为 100kHz ，故应选择转换速率高的运放。可选用 F715，其 $GB = 65\text{MHz}$ ， $SR = 18\text{V}/\mu\text{s}$ 。

假定输出电压的有效值为 10V （取较大数值），则

$$SR_{\max}/(2\pi\sqrt{2}U) = [(18 \times 10^{-6})/(2\pi\sqrt{2} \times 10)]\text{Hz} = 203\text{kHz} > 100\text{kHz}$$

故 F715 能胜任工作。

⑤ 校验。

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) = [1/(2\pi\sqrt{940 \times 10^{-6} \times 2.7 \times 10^{-9}})]\text{Hz} = 99953\text{Hz}，\text{误差 } r = 0.047\%。$$

品质因数为

$$Q = \omega_0 CR_f = 2\pi \times 99953 \times 2.7 \times 10^{-9} \times 24 \times 10^3 = 40.7$$

或

$$Q = R_f/(\omega_0 L) = 24 \times 10^3 / (2\pi \times 99953 \times 940 \times 10^{-6}) = 40.7$$

满足设计要求。

第四节 达林顿对管的射极输出器

达林顿对管是将两个晶体管封装在一起，引出三个电极（b、e、c）作为等效管的电极。

由达林顿管组成的射极输出器电路如图 4.10（a）所示，其微变等效电路如图 4.10（b）所

示。假定两管的参数 (r_π , β) 相同, 从第二个晶体管的基极看进去的输入电阻为

$$R_\lambda = r_\pi + (\beta + 1)R_e$$

式中, $r_\pi = 26\text{mV}/I_e$ (I_e 的单位为 mA)。

由于 $\beta + 1 \gg r_\pi$, 所以

$$R_{i1} = r_\pi + (\beta + 1)[r_\pi + (\beta + 1)R_e] \approx (\beta + 1)[r_\pi + (\beta + 1)R_e] \approx (\beta + 1)^2 R_e$$

即整个电路的输入电阻。

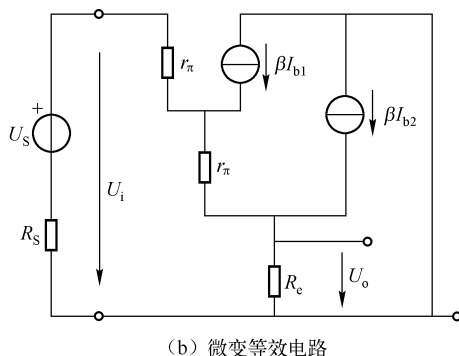
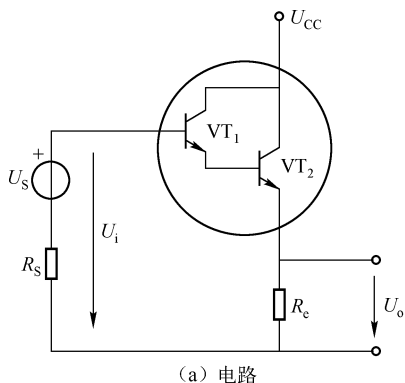


图 4.10 达林顿对管的射极输出器

从 VT₁ 发射极看进去的输出电阻为

$$R_{o1} = (R_S + r_\pi) / (\beta + 1)$$

R_{o1} 即为 VT₂ 管的等效信号源内阻。

由于 $R_e \gg r_\pi / (\beta + 1)$, 故电路的输出电阻为

$$R_o = R_{o2} = \frac{R_{o1} + r_\pi}{\beta + 1} = \frac{R_S + r_\pi}{(\beta + 1)^2} + \frac{r_\pi}{\beta + 1}$$

由此可知, 由达林顿管组成的射极输出器的输入电阻极高, 而输出电阻极低。例如, 当 $R_e = 3\text{k}\Omega$, 信号源内阻 $R_S = 500\Omega$, $r_\pi = 600\Omega$, $\beta = 100$ 时, 电路的输入电阻为

$$R_i \approx (\beta + 1)^2 R_e = (100 + 1)^2 \times 3\text{k}\Omega = 30.6\text{M}\Omega$$

输出电阻为

$$R_o = (500 + 600)\Omega / (100 + 1)^2 + 600(100 + 1)\Omega \approx 6\Omega$$

显然, 达林顿管射极输出器是一种优良的缓冲器。

第五节 达林顿管射极输出器

达林顿射极输出器电路如图 4.11 (a) 所示, 其微变等效电路如图 4.11 (b) 所示, 图中的 R 为分流电阻, R_3 为自举电阻。

一、分流电阻 R 的作用与选择

VT₁、VT₂ 的静态工作点都应比较合理。若电路无 R , 则 VT₁ 的发射极电流 I_{e1} 就等于 VT₂ 的基极电流 I_{b2} 。假设 VT₂ 的 $\beta_2 = 100$, 工作电流 $I_{e2} = 2\text{mA}$, 则 $I_{e1} = I_{b2} = I_{e2} / (1 + \beta_2) =$

$2/(1+100) \approx 20\mu\text{A}$ 。VT₁ 的工作电流 $I_{e1} = 20\mu\text{A}$ 太小了，此时反向饱和电流的影响就很明显，温度变化时使工作点不稳定性加剧。

另一方面，不加 R 时，如提高 VT₁ 的工作电流，使 $I_{e1} = 1\text{mA}$ ，保证 VT₁ 工作正常，则 $I_{e2} = (1+\beta_2)I_{b2} = (1+\beta_2)I_{e1} = 101\text{mA}$ 。显然， I_{e2} 太大了，当 $I_{e2} > I_{CM}$ （集电极最大允许电流）时，VT₂ 也不能正常工作。

接 R 后， R 的分流作用使 I_{e1} 和 I_{e2} 都得到了合理的数值，使 VT₁、VT₂ 的工作点都适宜。设 $R = 10\text{k}\Omega$ ， $I_{e2} = 8\text{mA}$ ， $\beta_2 = 100$ ，则 $I_{e1} = I_{b2} + I_R = I_{e2}/\beta + U_{be2}/R = 8/100\text{mA} + 0.6/10\text{mA} = 0.14\text{mA}$ 。

R 越小，其分流作用越强，但 R 值也不能太小，一般应使 $R \geq 5r_{be2}$ ，否则，VT₂ 管的有效电流放大系数 β'_2 将大大下降，对提高电路的输入阻抗不利， $\beta'_2 = [R/(R+r_{be2})]\beta_2$ 。

二、电路的输入电阻 R_i

电路的交流负载电阻 $R'_L = R_1 // R_o // R_e // R_L$ 。把 VT₂ 和 R 一起看成一个等效晶体管 VT'₂，可表示为图 4.11 (c)、(d) 所示的等效电路，其动态参量为 $r'_{be2} = R // r_{be2}$ 。

由分流公式 $I_{b2} = I'_{b2} R / (R + r_{be2})$ 可得

$$\beta_2 I_{b2} = \beta_2 R / (R + r_{be2}) I'_{b2} = \beta'_2 I'_{b2}$$

VT₂ 的等效电流放大系数为 $\beta'_2 = \beta_2 R / (R + r_{be2})$ 。

$r_{be} = r_{be1} + (1+\beta_1)r'_{be2}$ 为 VT₁ 和 VT₂ 组成的复合管的等效输入电阻； $\beta = \beta_1 + \beta'_2 + \beta_1\beta'_2$ 为复合管的等效电流放大系数。

因此，可以得到等效微变电路如图 4.11 (e)、(f) 所示。图中的 $r'_{be} = R_3 // r_{be}$ 为复合电路的等效输入电阻。 $\beta' = \beta R_3 / (R_3 + r_{be})$ 为复合管电路的等效电流放大系数。所以，整个电路的输入电阻为

$$R_i = r'_{be} + (1+\beta')R'_L$$

假定电路的参数为 $R_1 = 100\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 200\text{k}\Omega$ ， $R_3 = 270\text{k}\Omega$ ， $R = 20\text{k}\Omega$ ， $R_e = 10\text{k}\Omega$ ， $R_L = 5\text{k}\Omega$ ； $\beta_1 = 50$ ， $\beta_2 = 100$ ， $I_{e2} = 0.6\text{mA}$ ，则有

$r_{be2} = r_b + (1+\beta_2)26/r_{eQ2} = 300\Omega + (1+100) \times 26/0.6\Omega = 4.68\text{k}\Omega$ (r_b 为晶体管基区体电阻，低频时 $r_b = 300\Omega$)。

$$r'_{be2} = R // r_{be2} = 20 // 4.68\text{k}\Omega = 3.8\text{k}\Omega$$

$$I_{e1} = I_{b2} + U_{be2}/R = 0.6\text{mA}/100 + 0.6\text{V}/20\text{k}\Omega = 36\mu\text{A}$$

$$r_{be1} = r_b + (1+\beta_1) \times 26/I_{e1} = 300\Omega + (1+50) \times 26/(36 \times 10^{-3})\Omega = 37\text{k}\Omega$$

$$\beta'_2 = R / (R + r_{be2}) \beta_2 = 20 / (20 + 4.68) \times 100 = 81$$

$$r_{be} = r_{be1} + (1+\beta_1)r'_{be2} = 37\text{k}\Omega + (1+50) \times 3.8\text{k}\Omega = 231\text{k}\Omega$$

$$r'_{be} = R_3 // r_{be} = 270\text{k}\Omega // 231\text{k}\Omega = 124.5\text{k}\Omega$$

$$\beta = \beta_1 + \beta'_2 + \beta_1\beta'_2 = 50 + 81 + 50 \times 81 = 4181$$

$$\beta' = R_3 / (R_3 + r_{be}) \beta = 270 \times 4181 / (270 + 231) = 2253$$

$$R'_L = R_1 // R_2 // R_e // R_L = 100 // 200 // 10 // 5 = 3.2\text{k}\Omega$$

整个电路的输入电阻为

$$R_i = r'_{be} + (1+\beta')R'_L = 1245\Omega + (1+2253) \times 3.2\Omega = 7.34\text{M}\Omega$$

为克服基极偏置电路对输入电阻的影响（降低输入电阻）， C_2 的电容量应足够大，以至

于在最低工作频率下仍可视 C_2 为短路。

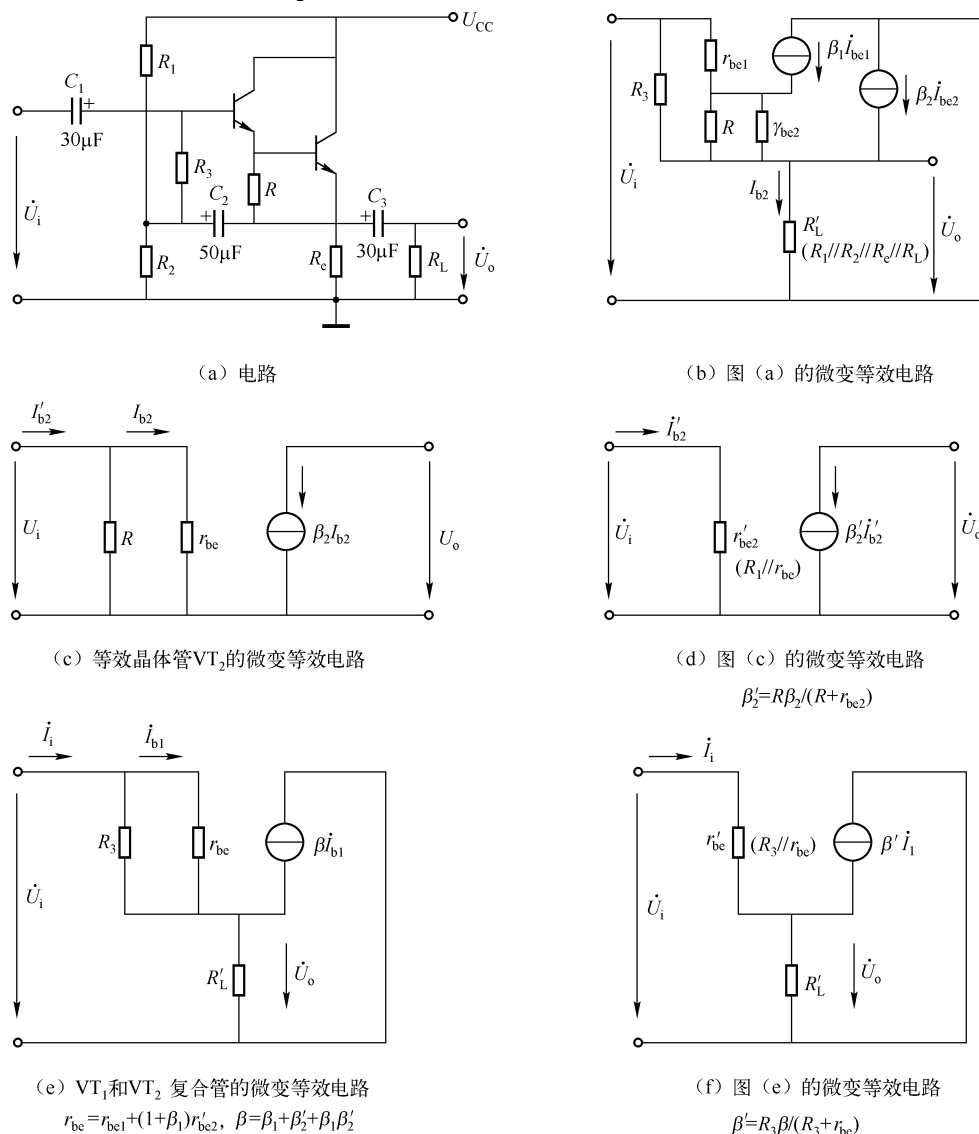


图 4.11 达林顿管射极输出器

在电子测量仪器与电子设备中，往往要求足够的输入电阻以减小仪器对信号源吸取的电流，从而提高测量精度。因此，该电路常用于测量电路的输入级，也可用于缓冲级或阻抗变换等。

第六节 JFET 与 BJT 混合电路电压跟随器

结型场效应管 (JFET) 与结型晶体管 (BJT) 混合电路电压跟随器如图 4.12 所示。

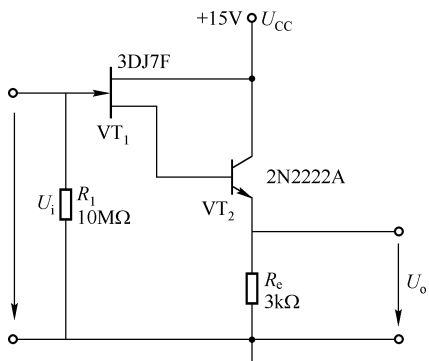


图 4.12 JFET 与 BJT 混合电路电压跟随器

该电路类似于达林顿复合管，最大的特点是输入电阻很高，而输出电阻很低。3DJ7F 的跨导 $g_m \geq 3000\mu\text{S}$ ，若 2N2222A 的 $I_C = 1\text{mA}$ ， $\beta_2 = 100$ ，经过计算，电路的增益 $A_F = 0.99$ ，输入电阻 $R_i \approx R_1 = 10\text{M}\Omega$ ，输出电阻 $R_o = 28\Omega$ 。

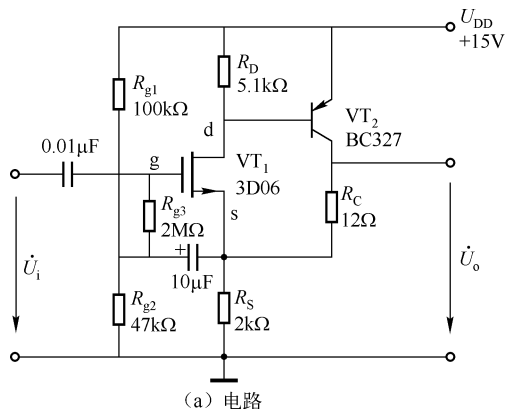
作为缓冲器使用，该电路是一个比较理想的电压跟随器。

第七节 混合电路电压跟随器

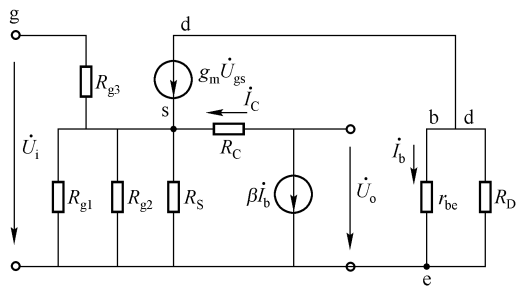
混合电路电压跟随器的特点是：电压增益为 1，输入阻抗极高（如 $680\text{M}\Omega$ ），而输出阻抗很低（如 6Ω ）。

一般的源极输出器的电压增益约为 0.9，输入阻抗为 $1 \sim 2\text{M}\Omega$ ，输出阻抗为几百欧姆。可见，混合跟随器是一种非常理想的电压跟随器和阻抗变换器。

混合跟随器由场效应管和 PNP 型晶体管组成，如图 4.13 (a) 所示；忽略 r_d 和 r_{gs} 的影响，其微变等效电路如图 4.13 (b) 所示。



(a) 电路



(b) 微变等效电路

图 4.13 混合电路电压跟随器

一、设计要素

1. 电压增益 \dot{A}

由图 4.13 (b) 可以看出，流过 $R_D // r_{be}$ 的电流为 $-g_m \dot{U}_{gs}$ ，由分流公式可知，流过 r_{be} 的

电流为

$$\dot{I}_b = \frac{R_D}{R_D + r_{be}} (-g_m \dot{U}_{gs})$$

图 (b) 中的 $\beta \dot{I}_b$ 向下, 则 \dot{I}_c 为

$$\dot{I}_c = \frac{-\beta (-g_m R_D \dot{U}_{gs})}{R_D + r_{be}} = g_m \beta' \dot{U}_{gs}$$

式中, $\beta' = \frac{\beta R_D}{R_D + r_{be}}$ 。

因为 R_{g3} 很大, 所以由 \dot{U}_i 引起的流过 $R_{g3} - R'$ 的电流很小, 可忽略, 则流过 R' 的电流为

$$\dot{I} = g_m \dot{U}_{gs} + \dot{I}_c = g_m \dot{U}_{gs} + g_m \beta' \dot{U}_{gs} = g_m \beta' \dot{U}_{gs}$$

令 $R' = R_{g1} // R_{g2} // R_s$, 有

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs} + \dot{I} R' = [1 + g_m R' (1 + \beta')] \dot{U}_{gs} \quad (4.1)$$

又

$$\dot{U}_{gs} = \frac{\dot{U}_i}{1 + (1 + \beta') g_m R'}$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= \dot{I}_c R_c + \dot{I} R' = g_m \beta' \dot{U}_{gs} R_c + g_m \dot{U}_{gs} (1 + \beta') R' \\ &= [\beta' R_c + (1 + \beta') R'] g_m \dot{U}_{gs} \end{aligned}$$

故电压增益为

$$\dot{A} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{g_m \beta' R_c + (1 + \beta') g_m R'}{1 + (1 + \beta') g_m R'} \quad (4.2)$$

2. 跟随器的输入电阻 R_i

R_{g3} 两端电压为 \dot{U}_{gs} , 不考虑 r_{gs} 的影响, 流过 R_{g3} 的电流为 \dot{U}_{gs}/R_{g3} , 即为输入电流 $\dot{I}_i = \dot{U}_{gs}/R_{g3}$, 输入电阻 $R_i = \dot{U}_i / \dot{I}_i = \dot{U}_i / (\dot{U}_{gs}/R_{g3}) = \dot{U}_i R_{g3} / \dot{U}_{gs}$, 由式 (4.1) 可得跟随器的输入电阻为

$$R_i = R_{g3} [1 + (1 + \beta') g_m R']$$

3. 跟随器的输出电阻 R_o

利用输出电阻的定义 \dot{U}_o / \dot{I}_o 和输出电阻的微变等效电路, 可求出电路的输出电阻为

$$R_o = \frac{R_c + (1 + g_m R_c) R'}{1 + (1 + \beta') g_m R'}$$

二、设计方法

下面通过一个具体例子, 来说明混合电路电压跟随器的设计方法。

场效应管选 3D06, 其跨导 $g_m = 2\text{mS}$, $r_d = 200\text{k}\Omega$, 晶体管选 BC327, 其 $\beta = 100$, $r_{be} = 1\text{k}\Omega$ 。试利用这两种有源器件设计出电压增益为 1, 具有高输入阻抗、低输出阻抗的电压跟随器。

电路模式采用图 4.13 (a)，电压增益由式 (4.2) 确定。

可以看出，满足 $\dot{A} = 1$ 的条件是 $g_m \beta' R_C = 1$ ，即 $R_C = \frac{1}{g_m} \beta'$ 。

将 $\beta' = \frac{\beta R_D}{R_d + r_{be}} = \frac{100 \times 5.1}{5.1 + 1} \approx 84$ 代入可得

$$R_C = \frac{1}{2 \times 10^{-3} \times 84} \Omega \approx 6 \Omega$$

令 $R_S = 2 \text{ k}\Omega$ ， $R' = R_{g1} // R_{g2} // R_S = 100 \text{ k}\Omega // 47 \text{ k}\Omega // 2 \text{ k}\Omega \approx 2 \text{ k}\Omega$ ，则电路的输入电阻为

$$\begin{aligned} R_i &= R_{g3} [1 + (1 + \beta') g_m R'] \\ &= 2 \text{ M}\Omega \times [1 + (1 + 84) \times 2 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3] \approx 680 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

电路的输出电阻为

$$R_o = \frac{R_C + (1 + g_m R_C) R'}{1 + (1 + \beta') g_m R'} = \frac{6 \times (1 + 2 \times 10^{-3} \times 6) \times 2 \times 10^3}{1 + (1 + 84) \times 2 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3} \Omega \approx 6 \Omega$$

校核如下：

将 $\beta' = 84$ ， $R_C = 6 \Omega$ ， $R' = 2 \text{ k}\Omega$ ， $g_m = 2 \text{ mS}$ 代入式 (4.2) 得电压增益为 $A = 1.0000$ ， $R_i = 680 \text{ M}\Omega$ ， $R_o = 6 \Omega$ 。说明设计符合要求。

混合电路电压跟随器的阻抗变换系数 R_i/R_o 很大，为 1.13×10^8 ，是一个理想的阻抗变换器。

三、讨论

如果让混合电路的电压增益变大，例如，令 $A = 10$ ，即 $[g_m \beta' R_C + (1 + \beta') g_m R'] / [1 + (1 + \beta') g_m R'] = 10$ ，那么 $R_C = 18.5 \text{ k}\Omega$ 。此时的输入电阻不变，但输出电阻变大了， $R_o = 546 \Omega$ 。这是一个放大倍数为 10，输入电阻为 $680 \text{ M}\Omega$ ，输出电阻为 546Ω 的同相放大器。若放大倍数再提高，则 R_C 继续增大， R_o 也随之升高。

第八节 源极输出器设计

源极输出器是共漏电路。源极输出器与射极输出器相似，两者的输入电阻都比较高，只是前者的输入电阻比后者更高，但输出电阻比后者低，它们的电压增益都接近于 1。

高输入阻抗源极输出器的电路形式如图 4.14 (a) 所示，其微变等效电路如图 4.14 (b) 所示。下面以此电路形式介绍设计方法。

一、设计要素

1. 选择场效应管和电源电压 U_{DD}

FET 的选择，主要考虑跨导 $g_m (g_{ds})$ 的大小，电源电压 U_{DD} 无需过高，选 $12 \sim 20 \text{ V}$ 即可。

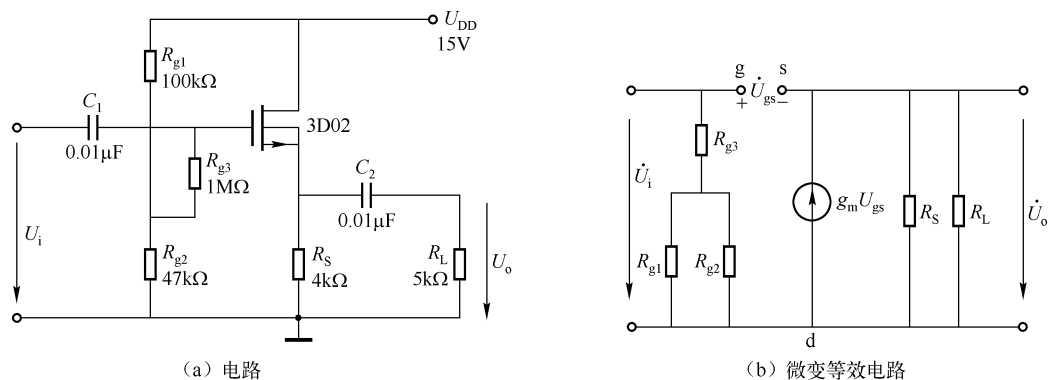


图 4.14 源极输出器

2. 电压增益

源极跟随器的电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} = \frac{1}{1 + 1/(g_m R'_L)}$$

其中, $R'_L = r_{ds} // R_s // R_L \approx R_s // R_L$ 为等效负载; 只有 $1/(g_m R'_L) \gg 1$ 时, $A_v \approx 1$ 。

3. 输入电阻 R_i

电路的输入电阻 $R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} \approx R_{g3}$ ($R_{g3} \gg R_{g1}$, $R_{g3} \gg R_{g2}$), R_{g3} 较大, 一般取 R_{g3} 为 $1 \sim 2\text{M}\Omega$ 。

4. 输出电阻 R_o

$$\text{电路的输出电阻 } R_o = \frac{1}{g_m + 1/R_s} = R_s // (1/g_m)$$

一般的场效应管 $g_m = 1 \sim 10\text{mS}$ 。因此, 源极输出器的输出电阻比射极输出器的电阻大得多。

二、设计步骤——设计举例

(1) 选择产品

选择国产 FET、3D02 为放大元件, $g_m \geq 4\text{mS}$; 电源电压 $U_{DD} = 15\text{V}$ 。

(2) 确定 R_{g3}

根据对源极输出器输入阻抗的要求, 一般令 $R_{g3} = 1\text{M}\Omega$ 。

(3) 确定 R_{g1} 、 R_{g2}

R_{g1} 、 R_{g2} 主要用于确定静态工作点, 可根据 $U_{GS} \approx R_{g2} U_{DD} / (R_{g1} + R_{g2})$ 来确定 R_{g1} 和 R_{g2} , 但根据设计经验来确定它们的阻值更为方便。在有 R_{g3} 的情况下 (有的电路不设置 R_{g3}), R_{g1} 、 R_{g2} 的取值在几十千欧到上百千欧之间。应使 $R_{g1} > R_{g2}$, 但差别不宜过大, 可取 $R_{g1} = (1.5 \sim 3) R_{g2}$ 。这里, 令 $R_{g1} = 100\text{k}\Omega$, $R_{g2} = 47\text{k}\Omega$ 。

(4) 确定 R_s

由 $A = \frac{1}{1 + 1/(g_m R'_L)}$ 得到

$$R'_L = \frac{A}{(1-A)g_m}$$

源极跟随器的电压增益一般在 0.9 左右, 令 $A=0.9$, 则

$$R'_L = \frac{0.9}{(1-0.9) \times 4 \times 10^{-3}} \Omega = 2.25 \text{ k}\Omega$$

因为 $R'_L = R_s // R_L$, 所以, 源极输出器所带的负载 R_L 必须大于 R'_L ($=2.25 \text{ k}\Omega$), 否则, 将使放大倍数 A 下降, 甚至急剧下降。

负载 R_L 一般为下一级的输入电阻, 如共射级的输入电阻 R_{i2} , 所设计的输入电阻必须大于 R'_L 。

假定 $R_L = R_{i2} = 5 \text{ k}\Omega$, 由 $R_s // R_L = \frac{R_s R_L}{R_s + R_L} = 2.25 \text{ k}\Omega$, 即 $\frac{5R_s}{R_s + 5} = 2.25$ 可得 $R_s = 4 \text{ k}\Omega$ 。如果所带负载 R_L 很大, 可取 $R_s = 2.7 \text{ k}\Omega$ 或 $3 \text{ k}\Omega$ 。

三、校验

1. 电压增益

$$A_v = \frac{1}{1 + 1/(g_m R'_L)} = \frac{1}{1 + 1/[4 \times 10^{-3} \times (4 // 5) \times 10^3]} = 0.899 \approx 0.9$$

2. 电路输入电阻

$$R_i \approx R_{g3} = 1 \text{ M}\Omega$$

3. 电路输出电阻

源极输出器的输出电阻 $R_o = R_s // (1/g_m) = 4 // 1/4 = 0.235 \text{ k}\Omega = 235 \Omega$, 可见, 源极输出器的输出电阻比射极输出器的输出电阻大得多 (一般射极输出器的输出电阻为几十欧姆, 常见的为 $20 \sim 30 \Omega$)。

设计参数已标注于图 4.14 (a) 上。

第九节 双层屏蔽高 CMRR 阻抗变换电路

图 4.15 所示为 A/D 转换器的阻抗变换电路, 此电路使用了双层屏蔽, 因而抑制噪声的效果好, 具有高 CMRR、高输入阻抗。信号 E_i 由双芯平层屏蔽电缆的缆芯送入 A_1 、 A_2 的同相端。电缆的屏蔽线与内侧屏蔽盒相连接, 内、外屏蔽盒之间用一个 $100 \text{ k}\Omega$ 的电阻 R_M 相连。外屏蔽盒接地, 电缆的屏蔽线也接地。凡是导线进入内、外屏蔽盒都能产生分布电容, 图中有 7 处分布电容存在。

电缆驱动电压从前置放大器输出端两个 $10 \text{ k}\Omega$ 的分压器电阻之间取出。注意, R_M 与内、外屏蔽盒之间的寄生电容并联, 与电缆电阻 r 串联, 这个电阻对由大地感应噪声所引起的共模噪声进行分压。因此, 由屏蔽电阻所产生的电压降以共模电压的形式加在差动放大器的两个输入端。

该电路的共模抑制比 $\text{CMRR} \approx 120 \text{ dB}$, 具有较强的噪声抑制能力。应用时其频率范围从直流到几百赫兹, 当使用频率增高时, 由屏蔽电阻 r 所引起的电压降成比例增加, 差动放大器的 CMRR 下降, 噪声抑制能力随之下降。 $A_1 \sim A_3$ 可选择四运放 LM324。

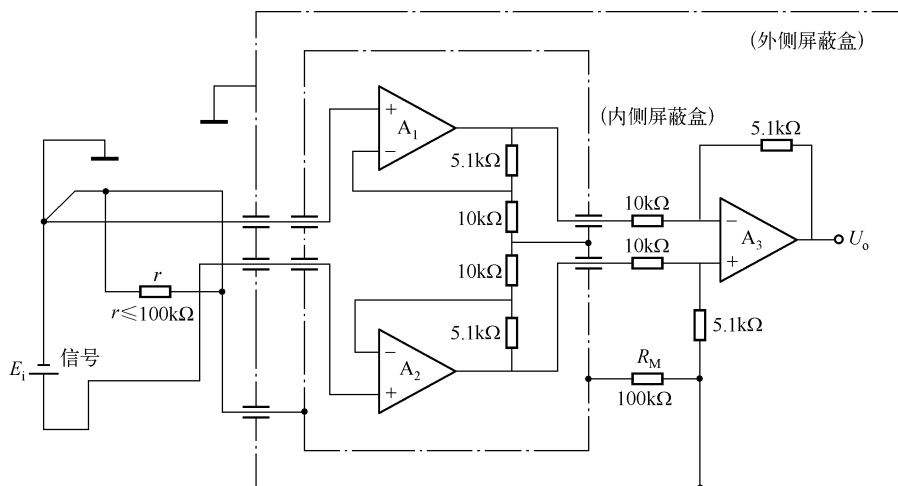


图 4.15 双层屏蔽 CMRR 阻抗变换器

第十节 由通用器件组成的低谐波失真系数前置放大器

由通用器件组成的低谐波失真系数前置放大器电路如图 4.16 所示，它是失真相当小的音频前置放大器。如图中所示参数，在 20Hz ~ 20kHz 的音频范围内，其非线性失真系数不大于 0.05%，输出信号幅值可达 12V。

电路有以下特点：

- ① 信号的放大系数由差动放大器提供。
- ② 引入深度的电流负反馈保证很低的谐波失真系数。
- ③ 每级运放后面均有一级射极跟随器，提高了后级的输入阻抗，大大降低了后级所需电流，因此使失真明显减弱。

第一级运放后有单级射极跟随器；第二级运放后接互补推挽射极跟随器。

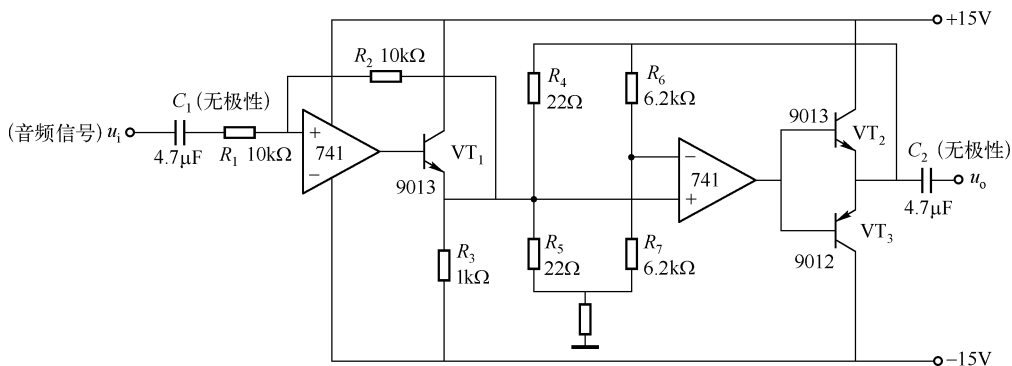


图 4.16 由通用器件组成的低谐波失真系数前置放大器

第十一节 功放集成电路 LM386 的应用电路

LM386 是美国国家半导体公司的产品，是低电压小功率音频功放集成电路，其外围电路简单，调试方便。

一、LM386N-3 电路的特点

- 工作电压范围宽，在 4 ~ 12V 或 5 ~ 18V；
- 静态耗电量小，典型值为 4mA；
- 失真低，典型值为 0.2%；
- 电压增益可变，范围为 20 ~ 200（即 26 ~ 46dB）；
- 外接元器件少，电路内部工作状态自动调节；
- 最大输出功率为 700mW（ $U_{CC} = 9V$ ， $R_L = 8\Omega$ ，THD = 10%）；
- 频带宽度为 300kHz。

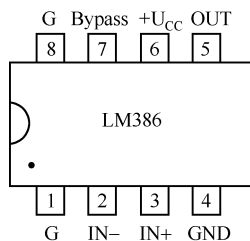


图 4.17 LM386 的引脚排列

二、LM386 的引脚排列及放大倍数的调节方法

LM386 为 8 脚 DIP 封装，引脚排列如图 4.17 所示。它的一个突出优点是放大倍数可调节。当 1 脚与 8 脚均为开路时，其电路增益由内部电路确定为 20；当 1 脚与 8 脚之间接不同的阻容元件时，可改变放大器的闭环增益，最大可达 200。

三、应用电路

1. 音频振荡器

LM386 不仅可作为功率放大器，而且也可接成音频振荡器，如图 4.18 所示。电路的振荡频率 $f = 2.8 / [C_1(R_{p1} + R_1)]$ ，适当调节 R_{p1} 可将频率调至 400Hz，作为 400Hz 电源来用。调节 R_{p2} 即可调节放大倍数，也就是调节音量。

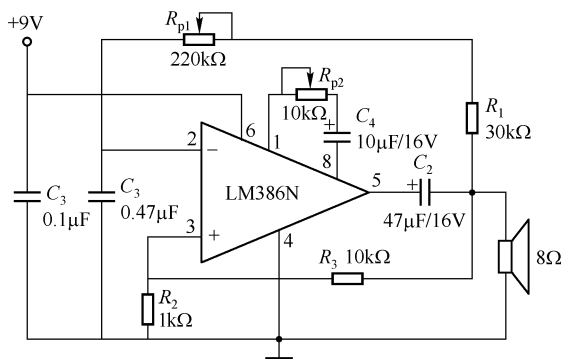


图 4.18 音频振荡器

2. 便携式扬声器

便携式扬声器电路如图 4.19 所示。由 VT 组成前置放大器主要用于电压的放大；LM386 组成功率放大器。音频信号经扬声器转换成电压信号，经电压、功率放大后将声音放大。

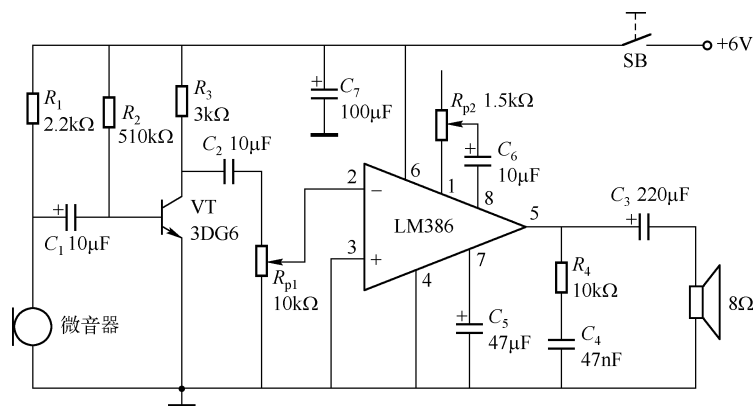


图 4.19 便携式扬声器电路

3. 音频功率放大器

以 LM386 为主要器件的音频功率放大器电路如图 4.20 所示。音频信号加在电位器 R_p 两端，由中心抽头送入 LM386 的同相端，输出端所接的 $10\Omega - 47nF$ 串网络 and 7 端 的去耦电容是为防止电路自激而设置的。1 脚与 8 脚开路时，电路增益为 20；两脚间接 $10\mu F$ 电容时电路增益为 200；当 $R = 1.2k\Omega$ 时，电路增益为 50。可以看出，这是一个简易的音频功率放大器。

4. 简易收音机电路

由 LM386 构成的简易收音机电路如图 4.21 所示。此电路便于初学者装制，其简单程度堪比过去的矿石收音机，而灵敏度和音量比矿石机好得多。

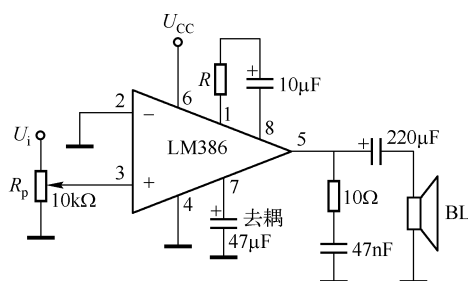


图 4.20 音频功率放大器

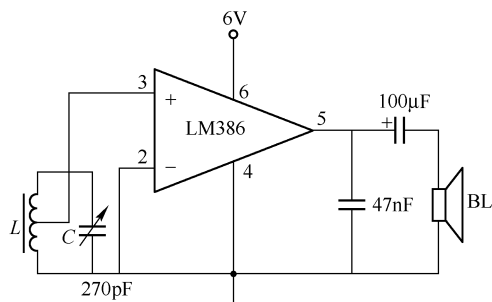


图 4.21 简易收音机电路

图 4.21 中的 L 为一般的磁性天线线圈。用此电路收听中波段广播，性能不比任何直放式收音机差。

5. BTL 功率放大器

由 LM386 组成的 BTL 功率放大电路如图 4.22 所示。该电路的输出功率为单级放大器的两倍，最大可达 $3W$ 。电位器 R_p 用于调整两块集成电路输出端直流电位平衡，LM386 输出端电位相差不大，因此也可以省去 R_p 。

如若希望提高电路增益，可在两块 LM386 的 1 脚、8 脚分别并接 $10\mu F$ 的电容。

6. 双极性电源

由 LM386 组成的双极性电源如图 4.23 所示。

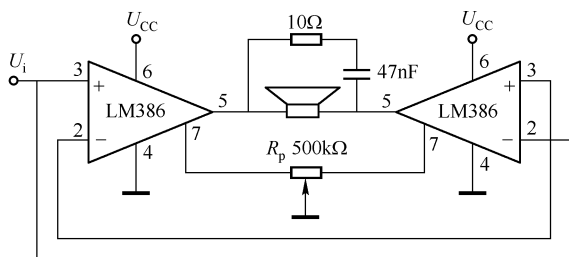


图 4.22 由 LM386 组成的 BTL 功率放大电路

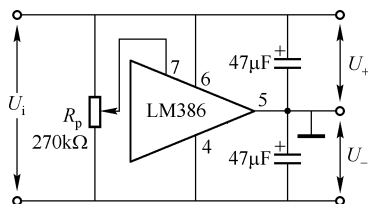


图 4.23 双极性电源

LM386 内部两个输出端采用了对称偏置电阻，因而输入端悬空时，输出端直流电位自动保持为电源电压的 $1/2$ 。该双极性电源就是利用上述特性组成最简单的单电源变换为双电源，而且两路电压都有很好的稳压特性，如 $U_i = 12V$ ， $U_+ = 6V$ ， $U_- = -6V$ 。

当输出电源一路空载时，另一端负载电流可达 $50mA$ ，而输出电压基本不变。

R_p 是为使两组电压精确相等时而设置的，一般情况下可以不用。

7. 方波发生器

由 LM386 组成的方波发生器电路如图 4.24 所示。该电路的振荡频率为 $f \approx 1/(0.36R_1C_1)$ ，振荡频率约为 $950Hz$ ，输出端的波形为方波，如若需要可从 2 脚引出三角波。

该电路要求有较高的增益，因此 1 脚、8 脚直接相接。

该电路可直接驱动 8Ω 的扬声器。电源电压为 $9V$ 时，其输出功率为 $0.5W$ 。

8. 正弦波振荡器

由 LM386 组成的正弦波振荡器电路如图 4.25 所示。该电路采用文氏电桥振荡方式，输出信号的失真系数很低，波形良好。

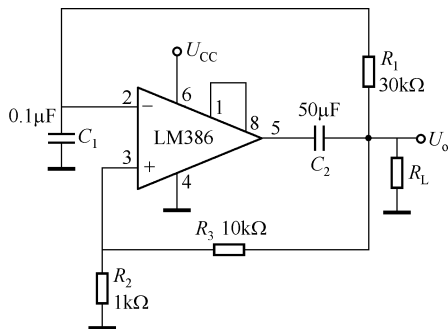


图 4.24 方波发生器电路

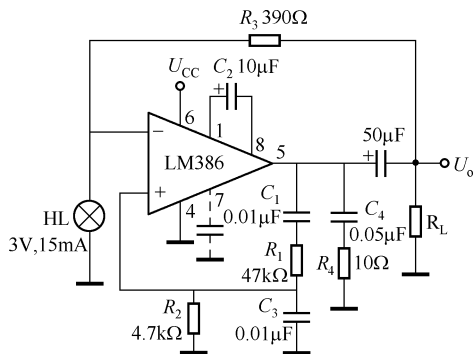


图 4.25 正弦波振荡器电路

电路的振荡频率 $f = 1/(2\pi C_1 \sqrt{R_1 R_2})$ ，按图中的电路参数，其振荡频率约为 $1kHz$ 。

R_3 和小灯泡 HL 组成负反馈电路，它使振荡器输出信号的幅值保持稳定，而且具有较低的失真。

9. 简易对讲机电路

由 LM386 构成的简易对讲机电路如图 4.26 所示。双方的扬声器兼做各方的送话器，通过开关 S 由主机方控制说和听两种状态。变压器 T 的一次、二次线圈应和扬声器的低阻、LM386 的输入电阻相匹配。电路的增益为 200。

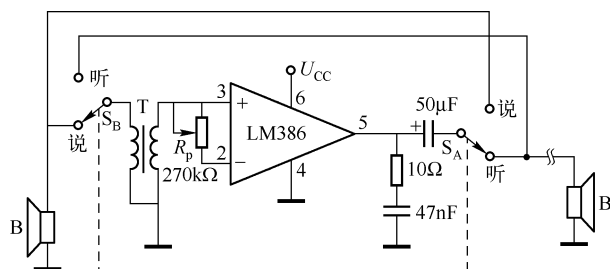


图 4.26 简易对讲机电路

10. 发光二极管条形/点式电平表

由 LM386 组成的发光二极管条形/点式电平表电路如图 4.27 所示。电路中共有 10 个发光二极管，作为高保真系统中输出功率电平表的指示灯。发光管 0~7 应选绿色的，第 8 个选黄色的，第 9 个选红色的，用于指示峰值功率。

R_p 为增益控制电位器，为本电平表被其他设备选用时进行校准。该电路的吸收电流最大约为 200mA，即达到使全部 LED 都发光的电流。LED 是间断式工作的。

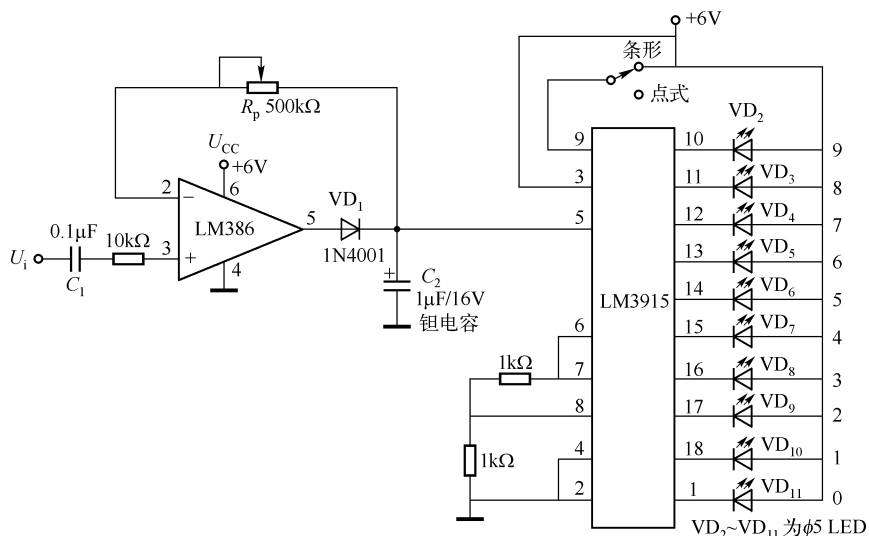


图 4.27 发光二极管条形/点式电平表电路

11. 增益为 200 的音频功率放大器

LM386 的最大增益为 200，其电路如图 4.28 所示。

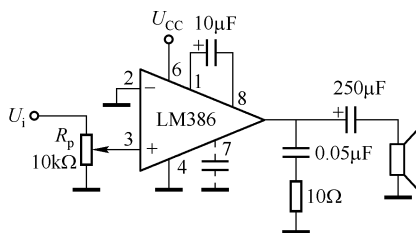


图 4.28 增益为 200 的音频功率放大器电路

第十二节 5W 音频功率放大器

5W 音频功率放大器由集成功率放大器 LM384 构成, 如图 4.29 所示。LM384 能在信号

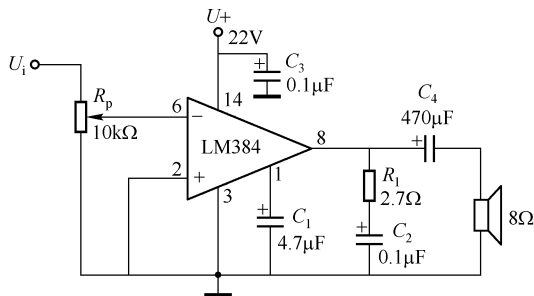


图 4.29 5W (LM384) 音频功率放大器

频率高达 300kHz 时提供 34dB 的增益, 并向电容耦合的负载输出 5W 功率, 也就是说, 它可以提高 790mA 负载电流。

在图示电路参数下, 在 1000kHz 以下, 总谐波失真小于 1%。信号输入线需用屏蔽电缆 (图中未画出), 并将屏蔽层接地。在输出脚和地之间接入一个滞后补偿网络 R_1C_2 , C_2 用来消除电源引线中的电感效应, C_1 起低频旁路作用。

第十三节 20W 音频功率放大器

20W 音频功率放大器由集成功率放大器 TDT2020 构成。若输入音频信号为 260mV, TDT2020 将产生 20W 功率送入 4Ω 的负载, 即能输出 2.24A 负载电流。此电路的效率为 57%, 失真小于 1%。频率为 10Hz ~ 160kHz, 频率响应为 -3dB 时的增益为 30dB。

TDT2020 有防止电流过载的短路保护电路和超过推荐最大耗散功率允许值的热断路保护电路。

$C_1 \sim C_4$ 为电源旁路电容, 网络 R_3C_5 和 R_1C_6 分别产生输出与输入的滞后补偿, 而补偿又受 C_7 的控制。因为输出的直流电平设置在 $(U_+ + U_-)/2$, 所以, 正、负对称的电源工作状态就得到 0V 直流输出, 这样, 负载就可直接耦合, 而不需要很大的耦合电容。二极管 VD_1 和 VD_2 钳制输出, 使输出的电感性振幅不致大于电源电压, 因而起到保护作用。

20W (TDT2020) 音频功率放大器电路如图 4.30 所示。TDT2020 在额定工作状态下需要加散热器, 否则长期工作时会烧毁芯片。

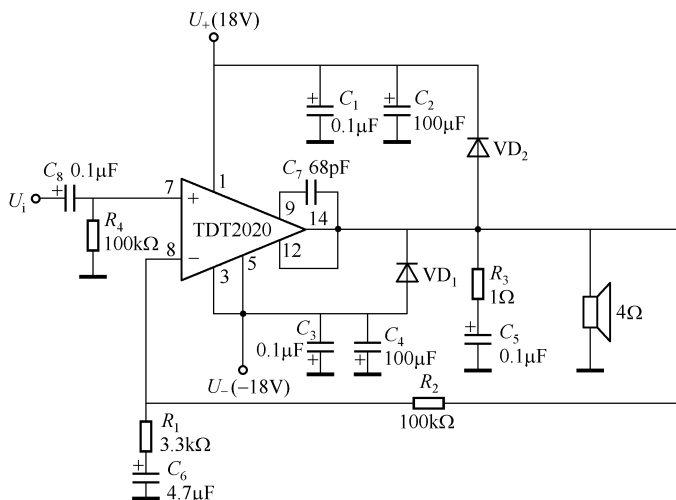


图 4.30 20W (TDT2020) 音频功率放大器电路

第十四节 开关型音频功率放大器 MAX4295

MAX4295 是一种开关型 (D 类) 音频功率放大器, 为 16 脚 SO 及 QSOP 封装; 工作温度范围为 $-40 \sim +85^{\circ}\text{C}$; 单电源为 $2.7 \sim 5.5\text{V}$ 。电源分为两组, 一组是模拟电路电源 U_{CC} (单电源), 另一组是功率开关电源 U_{PCC} (单电源)。因此, 就存在两种地, 一种是模拟地, 另一种是功率地, 每种接地点都集中在一点, 然后将两接地点连接。

5V 供电时功率可达 2W, 3V 时为 0.7W; 在输出功率 $P_o = 2\text{W}$, 负载 $R_L = 4\Omega$ 时, 效率为 87% (线性放大器的效率低于 50%); 开关频率为 125kHz, $R_L = 4\Omega$ 时, THD + N (Total Harmonic Distortion + Noise, 总谐波失真加噪声) 为 0.4%; 开关频率可设定。有关断控制端 $\overline{\text{SHDN}}$, 低电平时关断, 高电平时开启, 芯片工作。关断时, 其电流仅为 $1.5\mu\text{A}$ 。有过热、过电流保护; 启动时无冲击声。

MAX4295 的应用电路如图 4.31 所示。图中的 U_{CC} 需接 $10\mu\text{F}$ 电解电容和 $1\mu\text{F}$ 陶装电容; U_{PCC} 需接 $330\mu\text{F}$ 电解电容和 $1\mu\text{F}$ 陶装电容; FS1 和 FS2 为开关频率选择端, 有 125kHz、250kHz、500kHz 及 1MHz 四种; SS 为接软启动电容, 抑制开机的“咔嚓”声; U_{CM} 端给前置提供 $0.3U_{\text{CC}}$ 的共模电压; 增益 G 正比于 R_F/R_i ; 输出端的 $15\mu\text{H}$ 电感和 $2\mu\text{F}$ 电容的作用是滤除开关频率, 只允许音频进入扬声器。 $15\mu\text{H}$ 电感可买现成产品, 也可自制 (自制方法参考本书附录)。电感线圈的线径不易太细, 要考虑通过电流的容量。

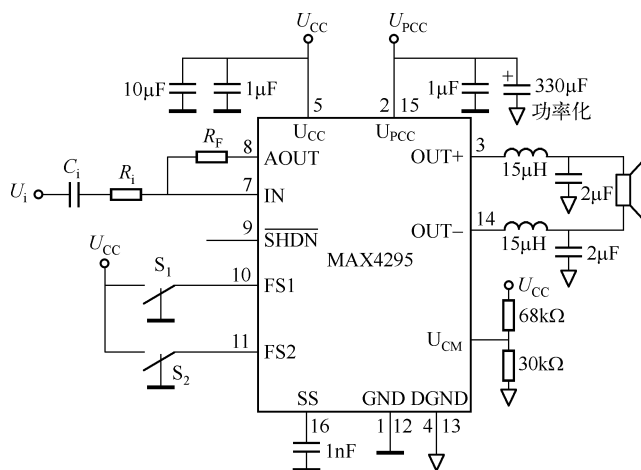


图 4.31 开关型音频功率放大器 MAX4295 的基本电路

第十五节 由 LM1876 组成的优质小型功放电路

由 LM1876 功放集成电路组成的小型功放电路适于音响发烧友组装音响电路, 选用 6.5in 音箱放音可获得优良的音质效果。音响电路一般由前置放大器、功放电路和电源电路等组成, 如图 4.32 所示。

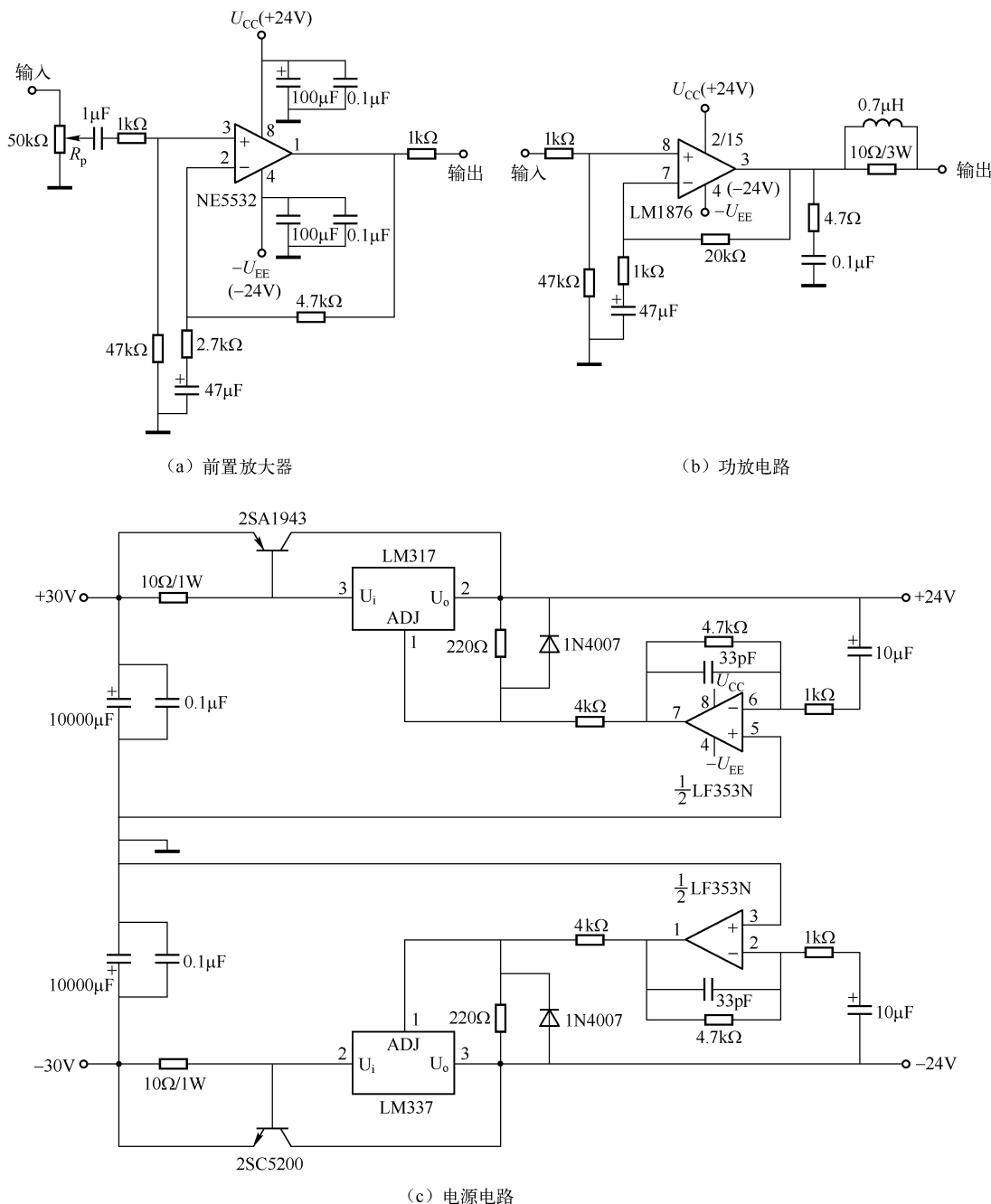


图 4.32 由 LM1876 等组成的优质小型功放电路

一、前置放大器

前置放大器由 NE5532 运放组成, 见图 4.32 (a)。NE5532 被发烧友称为运放之王, 电路为同相放大器, 音频信号由电位器 R_p 调节输入至同相端, 电路的增益为

$$A_F = 1 + 4.7/2.7 = 2.7$$

元器件的选择方法如下：

① 耦合电容 ($1\mu\text{F}$) 应选无极性电容, 也可用两个有极性同容量电容串联而成, 方法是将两个电解电容同极性相连。例如, 用两个 $2.2\mu\text{F}$ 电容同极性串联即可得到 $1.1\mu\text{F}$ 无极性电容。

② NE5532 的正、负电源均应接滤波退耦电容, $100\mu\text{F}$ 电容选电解电容, 与 $100\mu\text{F}$ 并联的 $0.1\mu\text{F}$ 电容应选 CBB 电容。

二、功放电路

功放电路由 LM1876 组成, 见图 4.32 (b)。LM1876 为美国国家半导体公司的产品, 是集成功率放大电路。前置放大器的输出直接耦合至功放电路的输入端, 功放电路也是同相放大器, 其增益为

$$A_{F2} = 1 + 20\text{k}\Omega / 1\text{k}\Omega = 21$$

元器件的选择方法如下：

① LM1876 的正、负电源也必须采用与前置放大器相同的退耦电容。

② $47\mu\text{F}$ 负反馈电容应选高质量电解电容; $4.7\Omega - 0.1\mu\text{F}$ 支路中的 $0.1\mu\text{F}$ 电容应选择 CBB 电容。

③ 输出端 $10\Omega // 0.7\mu\text{H}$ 支路的电阻应选择大于 3W 的电阻; $0.7\mu\text{H}$ 电感可自制, 方法是, 用 1mm 线径的漆包线在 $\phi 5\text{mm}$ 的圆杆上缠绕 15 匝, 然后套在电阻上并将两者并联焊接。

LM1876 应加散热片, 但应注意, LM1876T 的外壳是不绝缘的, 因此应涂上过量的散热硅酯后再加散热片。

三、电源电路

由 LM1876 组成的功放电路必须采用稳定、高质量的伺服稳压电源, 才能保证放音质量。

由 LM317、LM337 和 2SA1943、2SC5200 等组成的 $\pm 24\text{V}$ 电源电路见图 4.32 (c)。LM317 和 LM337 分别提供 $+24\text{V}$ 和 -24V 电源; 2SA1943 和 2SC5200 分别为 LM317 和 LM337 提供大电源 (扩流), 它们均应加散热片。

LM353 输出端的 $4\text{k}\Omega$ 电阻应选用高精度微调电阻, 它可调节电源电路的输出电压。电源的输入电压分别为 $+30\text{V}$ 和 -30V , 由环形电源变压器二次侧的双 24V 交流经整流滤波后提供。 $10000\mu\text{F}$ 大电容可用适当容量的并联电容代替。

第十六节 大功率立体声放大器

单片立体声功率放大器 LM3876 的输出功率可达 50W , 能带动 8Ω 的扬声器。LM3876 可驱动环绕声扬声器、计算机音频输出扬声器, 其噪声、失真都较小, 性能优越, 适于发烧友制作简易的大功率立体声输出级。

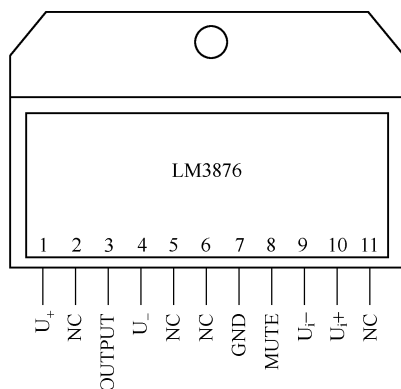
LM3876 的引脚排列如图 4.33 (a) 所示, 各引脚不是排列在同一条直线上, 而是交叉

排列。由 LM3876 组成的立体声功率放大器电路如图 4.33 (b) 所示。

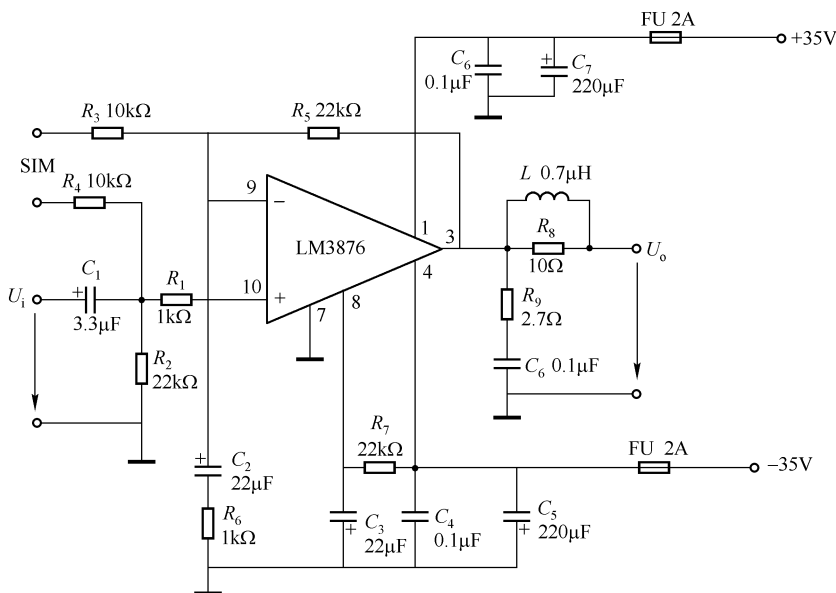
电路的接法是同相放大器，即输入信号加到 LM3876 的同相端， R_5 为反相端的负反馈电阻，电路的电压增益 $A_F = 1 + R_5/R_6 = 23$ ，即 27dB，调节 R_5/R_6 可改变增益的大小。 R_8 和 R_9 通过的电流较大，其功率应取 1W，其他电阻选用 1/4W 即可。电感 L 需自制，即在 R_8 电阻上用 0.4mm 漆线绕 10 匝，并将线圈的两端子焊接在 R_8 上。因电源电压较高，所有的电容耐压值应选 50V。

因为功率较大，LM3876 必须加散热片，否则电路不能正常工作。单片内部有热保护电路，可对超温、过热进行全方位的保护。如果 LM3876 不加散热器，电路很快便会过热，内部保护电路启动，放大器便会停止工作。

图 4.33(b) 中 SIM 为声音监控单元电路的输出，外接电平表或 LED 可监控声音的大小。



(a) LM3876 的引脚排列



(b) LM3867组成的立体声功率放大器电路

图 4.33 大功率立体声放大器

第十七节 稳压电源作音频功率放大器

稳压电源用做音频功率放大器的电路如图 4.34 所示。若 U_R 是一个负端接地的直流基准电压，则该电路就是一个输出正电压的线性稳压器电路；若运放 $\mu A741$ 的同相端接音频信号，则该电路就成为音频功率放大电路。

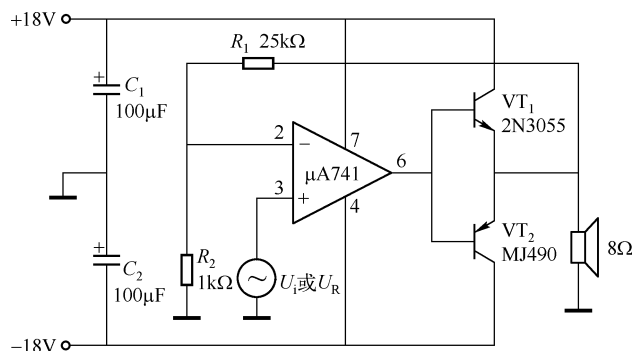


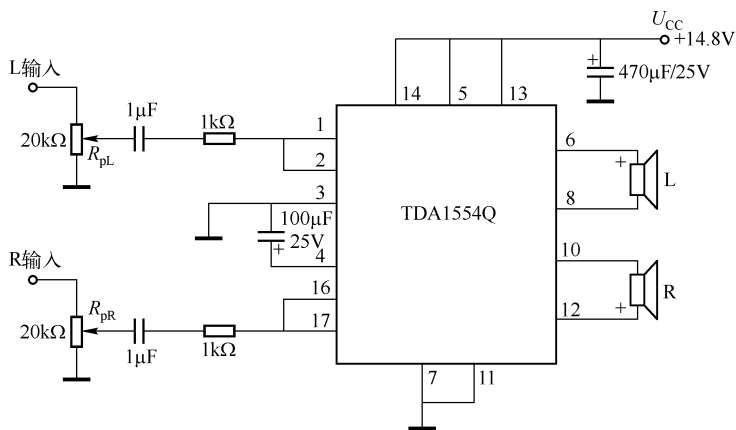
图 4.34 稳压电源作音频功率放大器

$\mu A741$ 为比较环节， VT_1 、 VT_2 为串联调整管，要求它们是 $\beta \geq 100$ 的功率晶体管；运放接成同相放大器，其电压增益 $A_v = 1 + R_1/R_2$ 。当 $\mu A741$ 的输出电流为 10mA 时， VT_1 或 VT_2 可输出 1A 以上的电流，这时 8Ω 或 4Ω 扬声器的功率最大可达 5W。

第十八节 由 TDA1554Q 组成的小型功放电路

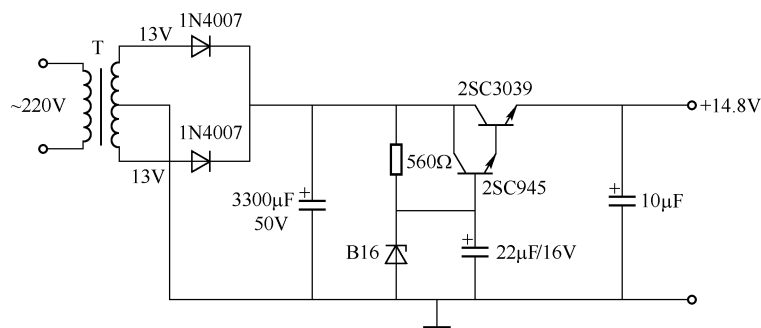
TDA1554Q 是飞利浦公司生产的功放集成电路，此电路可用于四声道功率放大，每声道在 2Ω 负载下可产生 $4 \times 11W$ 功率，在 4Ω 负载下用 BTL 接法可产生 $2 \times 22W$ 功率。

由 TDA1554Q 组成的小型功放电路如图 4.35 (a) 所示。输入电位器 R_{pL} 和 R_{pR} 应选用优质电位器。两输入端的 1μF 电容可使扬声器得到更好的低频音质。此电路虽然简单，但两声道的一致性、无噪声、体积小，适于制作小型功放电路。



(a) 功放电路

图 4.35 由 TDA1554Q 组成的小型功放电路



(b) 电源电路

图 4.35 由 TDA1554Q 组成的小型功放电路 (续)

TDA1554Q 可用单电源, 其电源电路如图 4.35 (b) 所示。电源变压器 T 应选用优质高效变压器, 其二次电压为 13 ~ 14V; 二次侧用半桥整流, 3300 μ F 电容用于滤波, 2SC945 和 2SC3039 组成达林顿管用于稳定电压; 电路的输出电压接近于 15V (实为 14.8V)。

TDA1554Q 和 2SC3039 均应安装散热器, 可将两器件安装到同一个散热器上。至此, 可使功放电路具有音色清秀、保真度高、噪声微小 (耳听不到噪声)、开机时间长 (中等音量可连续工作 8h) 等优点。

第五章 结型场效应管（JFET）应用电路

结型场效应管（JEET）的重要特点是输入阻抗高，利用这点可以设计成各种应用电路，如场效应管振荡器、放大器、缓冲器、阻抗变换电路、报警电路等。不少人善于用双极性晶体管设计电路，却忽略了 JFET 的应用。本章针对这种情况，集中介绍几个应用 JFET 的设计电路，供读者参考。

第一节 结型场效应管的四种基本 LC 振荡器

和双极晶体管 LC 振荡器一样，结型场效应管 LC 振荡器也分为科皮兹（Colpitts）振荡器（电容三点式振荡器）、哈特莱（Hartley）振荡器（电感三点式振荡器）和变压器耦合式振荡器，分别如图 5.1（a）、（b）、（c）所示。图 5.1（c）、（d）所示分别为栅极调谐振荡器和漏极调谐振荡器。它们的振荡频率 f 和小信号正向传递导纳 y_{fs} （跨导 g_m ）的表达式也在图中给出。

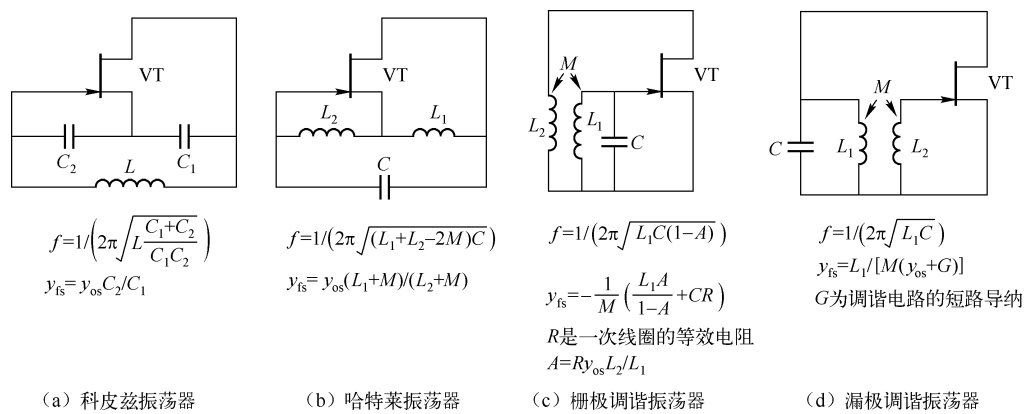


图 5.1 结型场效应管的四种基本振荡电路

第二节 JFET 哈特莱振荡器的设计

JFET 哈特莱振荡器即为电感三点式振荡器，它有几种电路形式。图 5.2 所示为基极调谐哈特莱振荡电路。

哈特莱振荡器的振荡频率较宽，可以做到几兆赫兹到 100MHz 以上，调节频率方便，但谐波成分较多，波形较差。

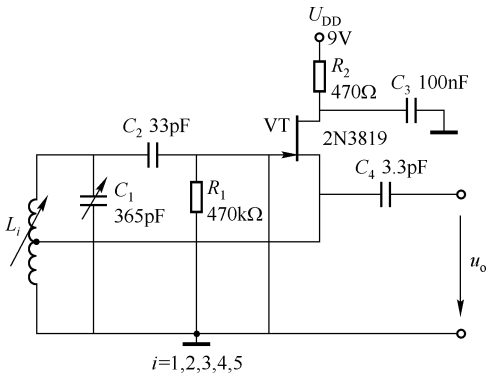


图 5.2 JFET 哈特莱振荡器

本节介绍的设计方法中，主要讲解谐振电路中电感线圈的设计和制作。

1. 电感线圈的设计方法

该电路的振荡频率范围为 150kHz ~ 30MHz。调谐电路由 L 、 C_1 组成，电容为 365pF 的单联可变空气介质电容器。单靠 C_1 调谐振荡频率比较窄，因此也需要电感调谐。电感线圈的设计是电路设计的关键。

根据振荡频率的不同，将电感分为五组，见表 5.1。表中的 C_{\max} 为调谐电容的最大值 (365pF)， C_{\min} 为调谐电容的最小值 (10pF)。

表 5.1 五组电感线圈的绕制参数及其对应的振荡频率

线圈的挡位	线圈的匝数	C_{\max} 对应的频率/MHz	C_{\min} 对应的频率/MHz
1 (L_1)	400 (分 4 组，每组 100 匝)	0.15	0.54
2 (L_2)	120 (分 4 组，每组 30 匝)	0.47	1.8
3 (L_3)	70，密绕	1.13	4.85
4 (L_4)	30，密绕	2.1	9.2
5 (L_5)	8	7	10

2. 线圈绕制方法

L_1 的绕制线圈为圆柱形，在 $\phi 20\text{mm}$ 、长 40mm 的圆纸筒上绕 100 匝，共 4 个，然后将这 4 个线圈套在 $\phi 19\text{mm}$ 、长 45mm 的纸筒上，间隔约 3mm。

L_2 的绕制方法同 L_1 ， L_3 、 L_4 密绕， L_5 疏绕。 L_3 、 L_4 、 L_5 可放置在 L_1 的圆纸筒上或另设圆纸筒。

根据经验，哈特莱振荡器的反馈线圈的抽头是总线圈匝数的 10% ~ 50%，从接地端开始计算。常规的抽头在 20% ~ 25% 之间，绕制时可按常规进行。

L_1 、 L_2 的抽头由各组线圈按同名端串联法则引出（绕制方向相同的各线圈的起头或完头均为同名端），应根据所需要频率适当地选择电感线圈。

线规没有限制。装制电路时，不用的线圈要短路，不然，电路以外的线圈与分布电容易造成谐振，从振荡电路中吸收能量，形成死点。场效应管可用 3DJ 型管子代替。

第三节 漏极调谐振荡器的设计

漏极调谐振荡器电路如图 5.3 所示, 是一个变压器耦合振荡器, 其调谐回路由 L_1 、 C_1 组成。

1. 设计步骤

① 计算电感、电容。

电感 L_1 的选择应考虑所需要的覆盖频率。如果没有特别需要的 C_1 值 (如 C_1 用于变频系统), 应选择 C_1 足够大以减小寄生电容的影响, 但不能大到降低系统 Q 值的程度。

为了改善振荡波形和频率的稳定性, 一般 L_1/C_1 典型数值的数量级为 10^6 。

② 反馈绕组 L_2 的匝数约为一次绕组 L_1 的 $1/3 \sim 1/2$, $L_2 \approx L_1/9 \sim L_1/4$ 。

③ 估算 L_1 与 L_2 之间的互感 M 为

$$M = L_1 / y_{fs} \cdot (y_{os} + G)$$

式中, y_{fs} 为输出电压维持为零时 JFET 的小信号正向传递导纳; y_{os} 为输入电压维持为零时 JFET 小信号输出导纳; G 为调谐电路动态阻抗 $Q\omega L$ 的倒数。

④ 选择 R_G 。

对于 JFET, 中频工作时, 选择 R_G 为 $1\text{M}\Omega$ 。由于 JFET 的反向饱和电流很小, 选择的 $R_G C_G$ 要足够大, 一般使

$$R_G C_G \gg T = 1/f$$

式中, f 为振荡频率。

2. 设计举例

设计一个漏极调谐振荡器, 使振荡频率 $f = 1\text{MHz}$ 。

设计步骤如下:

① 选择场效应晶体管 (需查阅具有 y_{fs} 、 y_{os} 参数的 JFET 手册)、 L_1 、 C_1 。

场效应晶体管选择 2N5457, $y_{fs} = 1 \sim 5\text{mS}$, $y_{os} = 50\mu\text{S}$; 或选择 2N5458, $y_{fs} = 1.5 \sim 5\text{mS}$, $y_{os} = 50\mu\text{S}$ 。 y_{fs} 即为 y_{21} 或 g_m ; y_{os} 为 y_{22} 或 $1/r_d$ (r_d 为 JFET 的漏极电阻)。

令 $L_1 = 200\mu\text{H}$ (磁心电感, 磁心可调), 则 $C_1 = 1/(4\pi^2 f^2 L_1) = 126.8\text{pF}$ 。 $L_1/C_1 = 200/(126.8 \times 10^{-6}) = 1.5 \times 10^6$, 基本符合 L_1/C_1 比值。

为了使谐振频率为 1MHz , 需微调电感磁心位置, 使其在所需频率下稳定工作。

② 估算 L_1 与 L_2 之间的互感 M 。

假定 $Q = 100$, 则 $Q\omega L_1 = 125.6\text{k}\Omega$, 于是 $G = 1/(Q\omega L_1) = 8\mu\text{S}$ 。若 $y_{fs} = 2\text{mS}$, 则

$$M \approx 200 \times 10^{-6} \times (50 \times 10^{-6} + 8 \times 10^{-6}) \text{H} / (2 \times 10^{-3}) = 5.8\mu\text{H}$$

③ 令 $L_2 = L_1/10$, 则 L_2 的匝数约为 L_1 的 $1/\sqrt{10} \approx 1/3$, 即在 L_1 上绕 $1/3 L_1$ 的匝数。

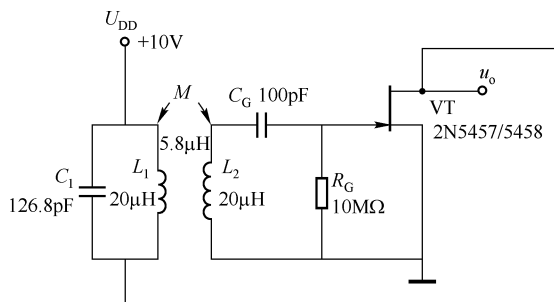


图 5.3 漏极调谐振荡器电路

L_1 与 L_2 的耦合系数 $= M / \sqrt{L_1 L_2} \approx 0.1$

④ 选择 R_G 、 C_G 。

由于场效应晶体的反向栅极偏流很小（约为 1nA），故应选取很大的 R_G 。取 $R_G = 10M\Omega$ ，又取 $C_G = 100pF$ ，则振荡周期 $T = 1/f = 1\mu s$ ， $R_G C_G = 10 \times 10^6 \times 100 \times 10^{-12} s = 1000\mu s \gg T$ 。

3. 校验

电路的振荡频率为

$$f = 1 / (2\pi \sqrt{L_1 C_1}) = 999.92kHz$$

符合设计要求。

第四节 简单优良的 JFET 稳频振荡器

众所周知，为了使谐振电路的振荡频率稳定，简单可靠的办法是利用晶体振荡器（简称晶振），晶振的 Q 值高达 1000 以上。高 Q 晶振在各种稳频电路得到广泛应用。

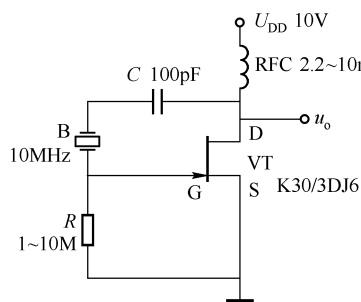


图 5.4 稳频振荡器电路

利用结型场效应管和晶振组成的稳频振荡器电路如图 5.4 所示。电路利用晶振在漏 - 栅极之间建立起反馈通路，有时也把这个电路叫做皮尔斯振荡器。

1. 设计步骤

① 选择所需要的晶体振荡器。

② 选择栅极泄漏元件。

栅极电流很小，需要选择大阻值的栅极电阻，一般 $1 \sim 10M\Omega$ 的电阻均可满足要求。

工作频率 1MHz 时，可选择 $C = 100pF$ ，如果出现间歇（或猝发）振荡，需要将时间常数 RC 适当减小。

③ 由于负自给偏压由栅极电流产生，因此漏极电流将自动调节以维持适当的振荡。然而，最大电流和最大 y_{fs} 由处于零栅 - 源电压下的电流调节。

由于漏极负载为电感，它的固有电阻很小，因此能保证系统振荡；如果输出端的负载为阻性，如 10V 电源下的 $1k\Omega$ 电阻，便能使电路有合适的电流。

2. 电路特性及元器件选择范围

(1) 电路的谐振频率较宽

实验证明，该电路可选用 $1 \sim 10MHz$ 晶振。在此范围内的晶振，电路的频率非常稳定。例如， $C = 100pF$ 时，使用 $3.579545MHz$ 的晶振（精度为 5×10^{-6} ），该电路的振荡频率 $f = 3579.542kHz$ ，可变数值为 $\pm 1Hz$ ，可见稳频效果很好。

(2) 高频扼流圈 RFC 的选择

RFC 可选用 $2.2 \sim 10mH$ 电感（有成品出售），在此范围内稳定频率效果好。若用靠近此范围的其他电感，电路也可振荡，但稳定性不是太好。

(3) 电容 C 可在 $100 \sim 1000pF$ 之间选择， $100pF$ 的效果良好。

第五节 场效应管晶体振荡器

由场效应管 3DJ6 组成的晶体振荡器电路如图 5.5 所示。该电路的特点是：

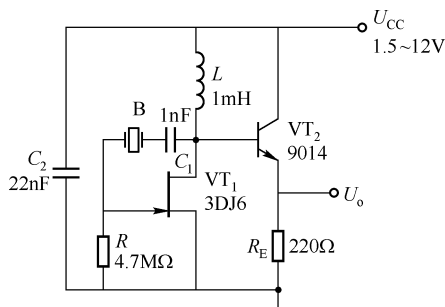


图 5.5 场效应管晶体振荡器

- ① 可选用 100kHz ~ 10MHz 的晶振。
- ② 用低压（低于 1.5V）仍可正常工作。

输出级采用射极跟随器，电路增益应不小于 150。跟随器的作用是将负载与振荡器隔离开来，以减小负载对振荡器的影响。

第六节 压控电阻 (VCR) 的应用

压控电阻 (VCR) 是一种三端器件，两端之间的电压受施加于第三端的电压控制。FET 是一种沟道电阻受栅极电压控制的器件，因此常被用做压控电阻，本节主要介绍 N 沟道 JFET 的压控电阻特性和应用。

一、把 JFET 用做压控电阻的电路

图 5.6 所示是一个简单的 JFET 分压衰减器电路，它利用 JFET 的压控电阻特性来实现电压控制的分压特性。

当控制电压 U_c 从 0V 变化到 JFET 的 $U_{GS(off)}$ （栅 - 源截止电压）时， r_{DS} 从 $r_{DS(on)}$ 变化到无穷大。电路的输出电压 U_o 与 U_{GS} 的关系为

$$U_o = \frac{U_i}{1 + Rg_{dso} [(U_{GS(off)} - U_{GS}) / U_{GS(off)}]}$$

式中， g_{dso} 为 $U_{GS} = 0$ 时的漏 - 源跨导； U_{GS} 为栅 - 源电压（即控制电压 U_c ）； $U_{GS(off)}$ 为栅 - 源截止电压，对某一型号的管子为常数。

U_o/U_i 与 U_{GS} 的关系曲线如图 5.7 所示。

电路的优点是输出电压 U_o 的变化范围大，当 $r_{DS} = 0$ 时， $U_o = 0$ ；当 $r_{DS} = \infty$ 时， $U_o = U_i R_L / (R_L + R) \approx U_i$ 。电路的缺点是当 U_{DS} 增加时 r_{DS} 随之增加， r_{DS} 的这个变化将引起 VCR 电路产生失真。

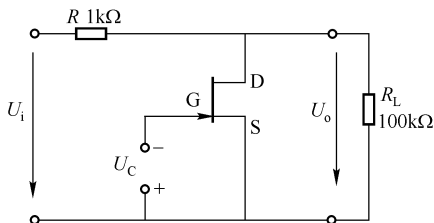
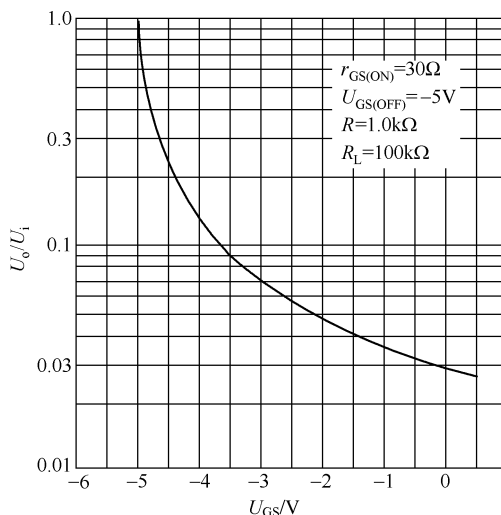


图 5.6 简单的 FET 分压器电路

图 5.7 图 5.6 电路中 U_o/U_i 与 U_{GS} 的关系曲线

二、减小信号失真的压控电路

1. 压控电阻的线性化电路

和晶体管电路一样，利用反馈技术可以减小信号的失真，如图 5.8 所示的压控电阻线性化电路，就可以减小输出信号的失真。图中 R_2 为反馈电阻，它将输出电压即漏极电压的一部分反馈至栅极。这种使 U_{GS} 随着 U_{DS} 变化的方式，减小了 U_{DS} 对 g_{ds} 的影响，因而使失真减小。当 $U_{DS}/2$ 反馈至 U_{GS} 时，失真可以得到最大的改善，为此应使 $R_2 = R_3$ ；为避免信号过载应使 $R_2 + R_3 \gg R_1$ 。

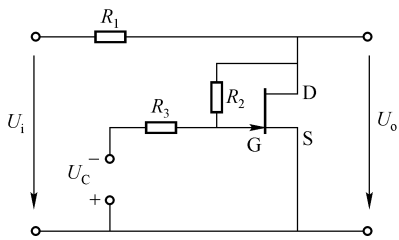


图 5.8 压控电阻线性化电路

元器件的选择方法如下：

- ① 为使失真得到最大改善，应使 $R_2 = R_3$ 。
- ② 为避免信号失真，应使 $R_2 = R_3 > 10\Omega$ ($r_{DS} // R_L // R_1$)
- ③ 若需要把直流控制电压 U_C 与输出端隔离，应在 R_2 上串联一个电容。

2. 电压跟随器的压控电阻反馈隔离电路

为了避免栅极与漏极间交流控制信号的耦合，反馈环节必须加接电压跟随器，如图 5.9 所示。

在图 5.9 中的三个电路中，若使 $U_{GS} = U_C/2$ ，则这三个电路的增益均可用下式表示：

$$A_N = 1 + R_1 g_{dso} [1 - U_C / (2U_{GS(\text{off})})]$$

三、压控电阻线性增益控制电路

在简单的 FET 分压器电路中， U_o ($U_i = \text{const}$) 随 U_{GS} 的增加而下降，其增益是非线性的。

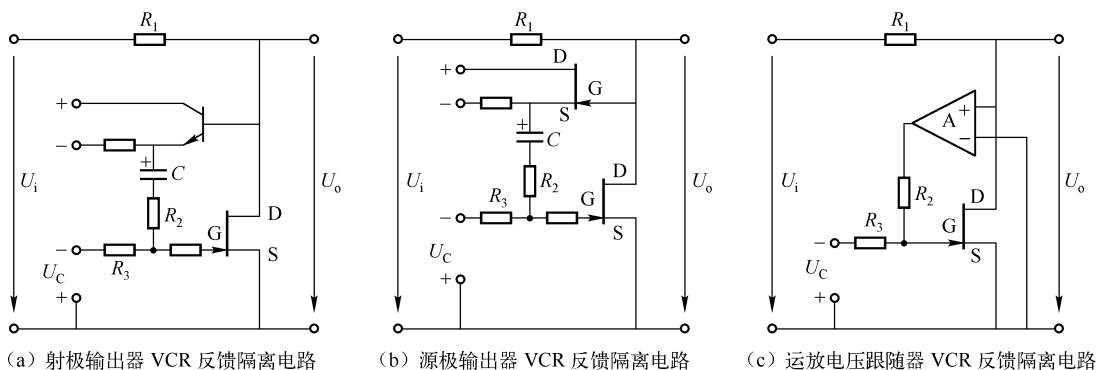


图 5.9 电压跟随器的压控电阻反馈隔离电路

图 5.10 所示是压控电阻线性增益控制电路，其增益为

$$A_v = 1 + R_1 g_{ds}$$

式中， g_{ds} 为 FET 的电导， $g_{ds} = 1/r_{DS}$ 。

电路增益与控制电压 U_{GS} 的关系为

$$A_v = 1 + R_1 g_{dso} (U_{GS(off)} - U_{GS}) / U_{GS(off)}$$

如果需要最小增益大于 1，则应将 FET 的 D-S 间接一个电阻 R_2 (图中虚线)，则

$$A_v = 1 + R_1 / R_2 + R_1 g_{dso} [1 - U_C / (2U_{GS(off)})]$$

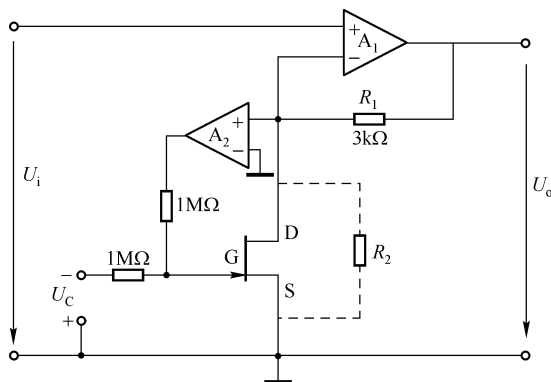


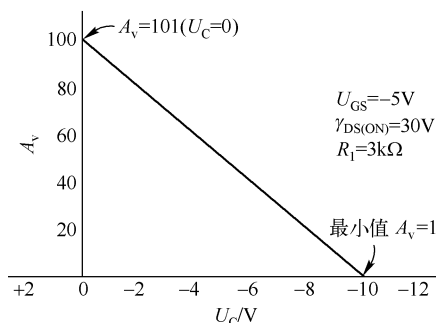
图 5.10 压控电阻线性增益控制电路

放大器增益与控制电压的关系曲线如图 5.11 所示。

设计 VCR 电路有以下注意事项：

- ① 只有在 U_{DS} 值很小的情况下，FET 的压控电阻才是线性电阻。
- ② 沟道电导 g_{ds} 近似是 U_{GS} 的线性函数。
- ③ 当 U_{GS} 接近于 $U_{GS(off)}$ 时， r_{DS} 的非线性增加。
- ④ 为了改善输出特性的非线性以减小失真，可用反馈电路把 $U_{DS}/2$ 反馈至栅极上。

⑤ $U_{GS(off)}$ 高的 FET 比 $U_{GS(off)}$ 低的 FET 具有更大的动态范围。

图 5.11 放大器增益 A_v 与控制电压 U_C 的关系

⑥ 选用 $r_{DS(ON)}$ 小的 FET 比 $r_{DS(ON)}$ 大的更好, 如 1N5432 的 $r_{DS(ON)} = 2 \sim 5\Omega$ 。

第七节 结型场效应管低频阻容耦合宽带放大器

结型场效应管噪声小、输入阻抗高, 常用于放大器的前置级, 用于对输入信号的放大。

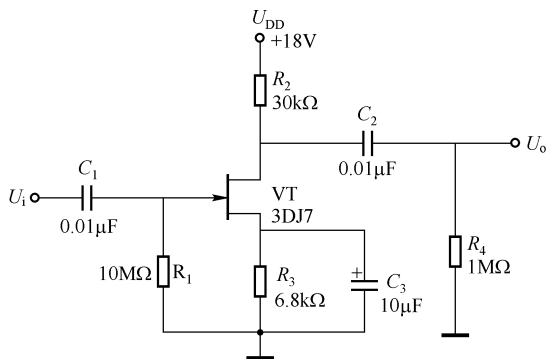


图 5.12 结型场效应管低频阻容耦合宽带放大器

由结型场效应管组成的低频阻容耦合宽带放大器如图 5.12 所示。它常用于放大电路的输入级, 其优点是噪声低、输入阻抗高、频带宽。电路为共源极电路, R_3 用于自偏置, 并联 C_3 使电路具有直流负反馈, 无交流负反馈。电路增益与 VT 的跨导、负载电阻有关, 当 $I_{DS} = 0.2 \sim 3\text{mA}$ 时, 电路增益在 20dB 以上。电路的低端频率主要取决于 C_3 , 高端频率与信号源内阻、输入电容有关。电路的最大动态电压为 1.5V 左右。

第八节 场效应管和双极性晶体管组合缓冲器

当电路使用传感器或信号源的输出阻抗高、传输电缆较长时, 会使频率特性变坏, 若经过输入阻抗高、输入电容小的缓冲器电路 (如图 5.13 所示) 时, 可解决上述问题。

该电路是由场效应管和双极性晶体管组成的复合缓冲器, 其特点是输入阻抗高、输出阻抗低、输出功率较大。电路采用 $R_1 - R_2$ 分压式自偏置电路, VT_1 的源极电阻 R_4 无并联电容, 电路具有 100% 交流负反馈, 输出增益约为 1, 但信号失真小、频带宽, 是一个性能优良的缓冲器。

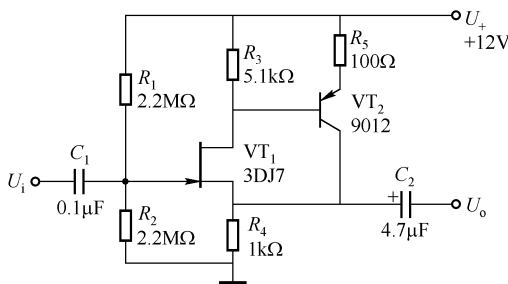


图 5.13 场效应管和双极性晶体管组合缓冲器

第九节 接近式人体感应报警电路

接近式人体感应报警电路如图 5.14 所示。天气干燥时, 人体带有静电荷, 成为一个带电体, 当人体接近天线时, 静电感应使天线中的自由电子被驱赶到栅极 G 上, 栅极带有负

电荷, 使 VT_1 源 - 漏极之间的电阻 R_{DS} 增大, 由原来的几千欧增大到几十千欧, 甚至上百千欧。 R_1 和 R_{DS} 组成分压器, 成为 VT_2 的偏置电路, R_{DS} 增大, 使 VT_2 、 VT_3 导通, VT_3 导通使 A 点电位 U_A 升高, 即使比较器的 $U_+ > U_-$, 运放饱和, 输出电压 U_o 为高电平 (约 5.20V); 平时 $U_B > U_A$, U_o 为低电平 (约 1.14V)。

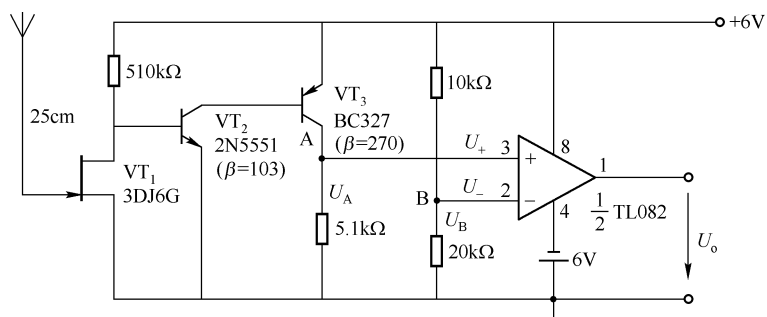


图 5.14 接近式人体感应报警电路

当人体接近天线时, 比较器输出高电平, 利用此点可制作报警器或报警系统。

注意: 文中的输出电平数据是在运放 TL082 用双电源的情况下测出的。

第六章 MOS/VMOS/VDMOS 场效应管应用电路

第一节 VMOS/VDMOS 场效应器件简介

VMOS 中的“V”表示电流是垂直于表面流向 MOS 管；VDMOS 中的“D”表示是由双扩散形成沟道长度的（V 的含义同前）。

一、VMOS/VDMOS 场效应器件的特点

① 输入阻抗高，驱动电流低，驱动电路简单。VMOS 是一种电压控制器件，具有相当高的输入电阻，驱动电流在 100nA 数量级，输出电流达几安至几十安，直流电流放大倍数达 $10^8 \sim 10^9$ 。

② 工作频率高，开关速度快。VMOS/VDMOS 的开关时间为 10ns 数量级。高压 VMOS 功率器件开关时间为 100ns 数量级，比双极型功率器件快十几倍。

③ 负电流温度系数，良好的热稳定性。

④ 没有二次击穿，安全工作区大。

⑤ 跨导高度线性，放大失真小。

VDMOS 功率场效应管是短沟道器件，当栅 - 源电压升到一定值时，跨导基本是恒定值，在线性电路中有明显的优点。

二、VMOS/VDMOS 场效应器件的参数

(1) 漏极电流 I_D

I_D 表征该器件能承受最大电流的能力。

(2) 漏 - 源击穿电压 U_{DS} (U_{DS})

U_{DS} 也称漏 - 源最大电压，表征该器件的耐压极限。 U_{DS} 的选择应根据电路的要求而定，不是越高越好，因为与直流漏 - 源导通电阻的选择互相矛盾。

(3) 直流漏 - 源导通电阻 $R_{DS(on)}$

$R_{DS(on)}$ 是表征 VMOS/VDMOS 场效应管漏极电流从漏极端流向源极端所遇到的总电阻，是非常重要的一个参数，关系到 VMOS/VDMOS 场效应管自身的功率损耗。选择此参数时，要根据电路的要求和价格选择最佳值，因为 $R_{DS(on)}$ 与 VMOS/VDMOS 器件的价格成反比。

(4) 阈值电压 $U_{GS(th)}$

$U_{GS(th)}$ 是 VMOS/VDMOS 场效应器件流过一定量的漏电流时的最小栅源电压。 $U_{GS(th)}$ 的最

小值在室温条件下不得低于 1.5V，这样才能保证 VDMOS 器件结温达到 150℃时仍然是增强型器件。

(5) 正向跨导 g_{FS} (g_m)

g_{FS} 也用 g_m 表示，它表征该器件的放大能力。 g_{FS} 是很重要的参数，但在开关电路中并不是很重要。

(6) 开关时间

开关时间包括导通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 。导通时间由导通延迟时间和上升时间组成；关断时间由关断延迟时间和下降时间组成。

(7) VMOS/VDMOS 场效应器件的电容

在共源极电路中，VMOS/VDMOS 场效应器件的输入和输出呈容性阻抗，其合成电容为共源输入电容 C_{iss} 、共源输出电容 C_{oss} 、反馈电容 C_{rss} 。有 $C_{rss} = C_{GD}$ ， $C_{iss} = C_{GD} + C_{GS}$ ， $C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$ ，其中 C_{GD} 是栅漏电容， C_{GS} 是栅-源电容， C_{DS} 是漏-源电容。 C_{GS} 和 C_{GD} 是非常稳定的电容，几乎不随电压或温度而变化。

VMOS/VDMOS 大量应用于高速开关电路、高保真音响电路、电动机调速、高频电子镇流器中。

三、VMOS/VDMOS 场效应器件的封装与引脚排列

VMOS/VDMOS 器件的封装和电气符号如图 6.1 所示。TO-92L 和 TO-126 封装的引脚排列相同；TO-220 和 TO-3P 的引脚排列相同。

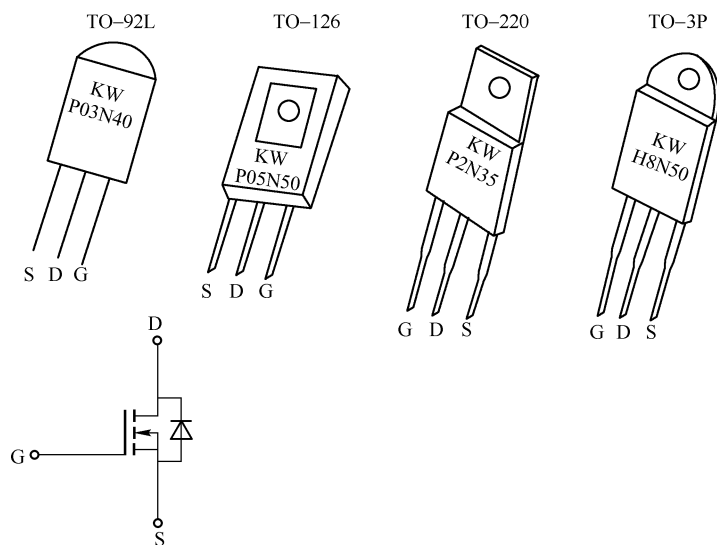


图 6.1 VMOS/VDMOS 功率场效应管的封装和电气符号

四、使用注意事项

- ① VMOS/VDMOS 器件保存时应将三个引脚用金属材料短路。
- ② 手持器件时，不要触摸电极。

- ③ 测试仪表必须接地。
- ④ 采用栅极短路或在栅 - 源端接齐纳二极管保护（内部电路有保护的除外）。
- ⑤ 栅极电压不得超过 $\pm 20\text{V}$ 。

⑥ 焊接时电烙铁必须接地或脱离电源。先焊接 S 极，然后焊接 G 极，再焊 D 极，要保证 S 极焊接可靠，不能虚焊。

- ⑦ 拆卸器件时，首先将电路板上的电容放电，再按 D、G、S 极的顺序逐个焊开。

五、VMOS/VDMOS 场效应管的参数

国产 VDMOS 场效应管的参数见表 6.1。国产 VDMOS 管与飞利浦管子的型号一一对应，例如，国产的 KWP4N50 和飞利浦的 MTP4N50 相同，常写成 P4N50。国产 VDMOS 管的性能参数可完全达到国外同类产品的指标。部分常用国外 VMOS 器件的参数见表 6.2。

表 6.1 国产 VDMOS 场效应管主要参数

型 号	U_{DSS}/V	I_{D}/A	$B_{\text{DS(on)}}/\Omega$	P_{D}/W	$V_{\text{GS(th)}}/\text{V}$	g_{FB}/mS	封装	对 应 型 号
KWP03N40	400	0.3	12	0.5	2~4.5	500	TO-92L	
KWP03N45	450	0.3	12	0.5	2~4.5	500	TO-92L	
KWP03N50	500	0.3	12	0.5	2~4.5	0.5	TO-92L	WPF500
KWP05N40A	400	0.5	12	1	2~4.5	0.5	TO-126	
KWP05N45A	450	0.5	12	1	2~4.5	0.5	TO-126	
KWP05N50A	500	0.5	12	1	2~4.5	0.5	TO-126	
KWP1N40A	400	1	8	5	2~4.5	1	TO-126	
KWP1N45A	450	1	8	5	2~4.5	1	TO-126	
KWP1N50A	500	1	8	5	2~4.5	1	TO-126	
KWP1N40	400	1	8	50	2~4.5	1	TO-220	
KWP1N45	450	1	8	50	2~4.5	1	TO-220	VN0645N5
KWP1N50	500	1	8	50	2~4.5	1	TO-220	BUZ74A, 1RF822, MTP1N50, SDT74A, TX108
KWP2N35	350	2	4	50	2~4.5	1.5	TO-220	BUZ76A, 1RF711, 1RF713, 1RF723, MTP2N35, SDT76A, TX105
KWP2N40	400	2	4	50	2~4.5	1.5	TO-220	BUZ76A, 1RF710, 1RF722, 1RF740, MTP2N40, SDT76, TX126
KWP2N45	450	2	4	50	2~4.5	1.5	TO-220	BUZ74, BUZ74A, 1RF323, 1RF823, MTP2N45, SDT40, TX127

(续表)

型 号	U_{DS}/V	I_D/A	$B_{DS(on)}/\Omega$	P_D/W	$V_{GS(th)}/V$	g_{FB}/mS	封装	对 应 型 号
KWP2N50	500	2	4	50	2~4.5	1.5	TO-220	BUZ74, BUZ74A, 1RF822, MTP2N50, SDT40, SDT74, SDT74A, SFN822, TX118
KWP3N35	350	3	3	75	2~4.5	1500	TO-220	BUZ76A, 1RF711, 1RF723, MTP3N35, SDT76, SFN723, TX125
KWP3N40	400	3	3	75	2~4.5	1500	TO-220	BUZ76A, 1RF710, 1RF722, 1RF723, MTP3N40, SDT76, SFN722, TX126
KWP4N40	400	4	1.8	75	2~4.5	2000	TO-220	BUZ76, MTP4N40
KWP4N45	450	4	1.8	75	2~4.5	2000	TO-220	BUZ41A, BUZ42, 1RF831, 1RF833, MTP4N45, SDT41A, SFN833, TX4N45P, TX137, VN4502D
KWP4N50	500	4	1.8	75	2~4.5	2	TO-220	BUZ41A, BUZ42, 1RF830, 1RF832, MTP4N50, SDT41A, SDT42, SFN832, TX4N50P, TX138, VN5002D
KWP5N35	350	5	1	75	2~4.5	2	TO-220	BUZ60B, 1RF731, 1RF733, MTP5N35, SDT60, SFN733, TX135, VN3501D
KWP8N35	350	8	0.55	125	2~4.5	3	TO-220	1RF743, MTP8N35
KWH8N35	350	8	0.55	150	2~4.5	3	TO-3P	BUZ351, D88FQ1, D88FQ2, 1RFP341, MTH8N35
KWP8N40	400	8	0.55	125	2~4.5	3	TO-220	1RF742, MTP8N40
KWH8N40	400	8	0.55	150	2~4.5	3	TO-3P	BUZ351, D88FQ2, 1RFP340, MTH8N40
KWP8N45	450	8	0.8	125	2~4.5	4	TO-220	MTP8N45, UFN841, YTF841
KWH8N45	450	8	0.8	150	2~4.5	4	TO-3P	MTH7N45
KWP8N50	500	8	0.8	125	2~4.5	4	TO-220	MTP8N50, UFN840, YTF840
KWH8N50	500	8	0.8	150	2~4.5	4	TO-3P	BUZ331, BUZ354, CHMO1C-1M155(A), MTH8N50
KWP10N05	50	10	0.28	75	2~4.5	2.5	TO-220	BUZ71A, D84CK1, 1RF521, 1RFZ10, MTP10N05, SDT10A
KWP10N06	60	10	0.28	75	2~4.5	2.5	TO-220	BUZ72A, D84CK2, 1RF521, 1RF533, MTP10N06, TX131
KWP10N08	80	10	0.33	75	2~4.5	2.5	TO-220	D84CL1, 1RF510, MTP10N08, VN0801D
KWP10N10	100	10	0.33	75	2~4.5	2.5	TO-220	BUZ72A, D84CL2, 1RF510, 1RF520, 1RF533, MTP10N10, DST20, SFN520, TX132

表 6.2 部分国外 VMOS 功率场效应管参数

型 号	U_{DS}/V	I_D/A	I_{DM}/A	P_0/W	R_{on}/Ω	g_m/mS	t_{on}/ns	t_{off}/ns	f_m/MHz
2SK251	15	0.5		1	6.0	100			
VMIL40FT	30	2		40					400
2N6658	35	1.4	3	6.25	2.0	195	8	8	
VN46AF	40	1.83	3	15	3.2	195	8	8	
ZSK975	60	1.5	4.5		0.3	1500	3	50	
VN66AF	60	1.83	3	15	2.8	195	8	8	
VN0610	60	10		100	0.2	1500	40	40	
VN0602	60	2		25	2.0	300	10	10	
VN0601	60	1		15	2.5	150	10	10	
2N6660	60	1.1	3	6.25	4.7	195	8	8	
VWP4	60	2		35					200
VN88AF	80	1.58	3	15	2.8	195	8	8	
VN99AA	90	0.96	3	6.25	3.2	195	10	10	
IRF150	100	40	160	150	0.045	2700	28	100	
IRF540	100	27	108	125	0.07	1275	18	45	
VN1200A	120	14	56	125	0.16	5000	30	50	
2SJ49	140	7		100	1.7	1000	180	60	
2SK134	-140	-7		100	1.7	1000	230	110	
2SK146	180	0.5		1.7	0.6	120			
IRF250	200	30	120	150	0.07	2400	25	80	
IRF640	200	18	72	125	0.14	1100	17	36	
VN1220N	200	4		65	2.0	2000			
IRF350	400	15	60	150	0.25	2900	30	80	
IRF740	400	10	40	125	0.47	1150	17	45	
2SJ116	-400	-8	-15	125	1.75	1600	60	220	
VN4400A	400	6.8	16	125	0.8	3500	60	100	
VN0345N	450	2.1		65	2.0	2000			
2SK1440	450	3		25		2200			
2SK350	450	10	15	100	0.67	2500	70	200	
IRF450	500	13	52	150	0.30	2600	33	75	
IRF840	500	8	32	125	0.80	1225	17	45	

第二节 VMOS 场效应管的基本电路与设计

VMOS 场效应管是电压控制器件，它的功率放大倍数极高，在 $10^6 \sim 10^7$ 之间。与双极晶体管相比，VMOS 电路具有设计简单，系统体积小，具有自动温度补偿保护能力，输出电

流、输出功率大等优点。在设计 VMOS 电路时, 绝不能完全沿袭双极型晶体管电路的设计方法。

VMOS 电路有以下优点。

(1) 电路简单

对于工作电流为数安级的器件来说, 栅 - 漏寄生电容 C_{gd} 、栅 - 源寄生电容 C_{gs} 、漏 - 源寄生电容 C_{ds} 的容量都不会超过 100pF, 所以在低频范围内可不考虑它们的影响。因此, 仅用一个线性电流源就能近似地等效 VMOS 器件, 于是 VMOS 器件就成为完全的电压控制器件了。通过 VMOS 管的电流 I 等于跨导 g_m 和栅 - 源电压 U_{GS} 的乘积, 即 $I = g_m U_{GS}$ 。和传统的场效应管、双极晶体管相比, VMOS 管具有非常理想的线性。

另外, VMOS 器件的输入阻抗极高, 驱动 VMOS 管的输入信号仅需对栅 - 源电容和栅 - 漏电容充电, 而这些电容值都很小, 所以 VMOS 器件的输入功率损耗很小, 驱动电路十分简单 (可用低功率逻辑电路, 如 CMOS、TTL 电路和小功率肖特基器件可直接驱动数安的 VMOS 管。)

(2) 系统体积小

VMOS 功率器件的开关速度和输入电阻极高, 因此, 在开关电路中能大大减小系统的尺寸和质量, 用 VMOS 制作的开关电源就是个实例。

(3) 具有自保护能力

VMOS 器件具有温升自调节能力, 一般不需要温升保护电路。

一、最简单的共源电路

图 6.2 (a)、(b) 所示分别为最简单的共源电路及其微变等效电路。

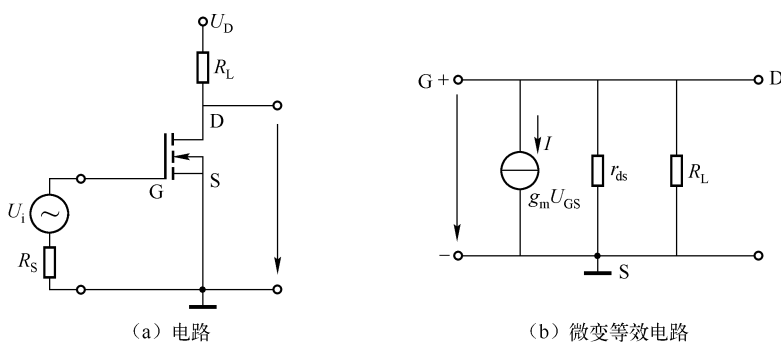


图 6.2 最简单的共源电路

在低频范围内, VMOS 器件几乎没有输入电流, 所以电路的电流增益近似于无穷大。电路增益为

$$A_v = -g_m (R_L // r_{ds})$$

式中, g_m 为管子的跨导; R_L 为负载电阻; r_{ds} 为 D-S 沟道电阻。

下面介绍一个电路设计实例。

设计一个 A 类放大器, 输入音频信号的峰值为 1.41V, 信号源内阻 50kΩ, 频率为 20 ~ 20000Hz。要求: 电源电压 $U_{DD} = 24V$, 当负载 $R_L = 16\Omega$ (如 16Ω 扬声器) 时, 电压增益 $A_v = 4$ 。

具体设计如下。

(1) 选择 VMOS 管

由于 $R_L = 16\Omega$ ，又要求 $A_v = 4$ ，由 $A_v = g_m R_L$ 可知，必须选择 $g_m = A_v / R_L = 4 / 16\Omega = 250\text{mS}$ 的 VMOS 管。于是选择 VN0601 器件，其参数为 $I_D = 2\text{A}$ ， $U_{GSS} = 15\text{V}$ ， $P_{Dmax} = 25\text{W}$ ($T_C = 25^\circ\text{C}$)， $g_m = 250\text{mS}$ ， $U_{ds} = 60\text{V}$ ， $R_{ON} = 2.5\Omega$ ，热阻为 $200\text{mW}/^\circ\text{C}$ 。

(2) 计算验证

输入信号的功率 $P_i = U_i^2 / R_s = (U_{im} / \sqrt{2})^2 / R_s = (1.41\text{V} / \sqrt{2})^2 / (50 \times 10^3 \Omega) = 20\mu\text{W}$ ，输出信号的功率 $P_o = U_o^2 / R_L = (4U_i)^2 / R_L = 16 \times (1.41 / \sqrt{2})^2 \text{W} / 16 = 1\text{W}$ 。

放大器的功率增益为

$$A_w = \frac{(4U_i)^2}{R_L} \cdot \frac{U_i^2}{R_s} = 16R_s / R_L = 16 \times 50 \times 10^3 / 16 = 50000$$

尽管电压增益不高，但功率增益却很大。

输出电压的峰-峰值为 $U_{O(P-P)} = 2U_{om} = 2 \times 4U_{im} = 11.3\text{V}$ 。

将放大器的偏置点选在电源的中点是合适的，即负载上的直流压降为 12V ，在 D-S 的直流压降约为 12V 。

静态时，漏极电流 $I_{D0} = U_{DS} / R_L = 12\text{V} / 16\Omega = 0.75\text{A}$

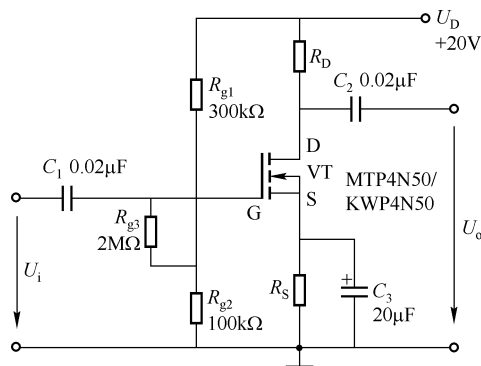
VN0601 的直流功耗为 $P_{D0} = I_{D0} U_{D0} = 0.75 \times 12\text{W} = 9\text{W}$ 。VN0601 的热阻为 $0.2\text{W}/^\circ\text{C}$ ，故器件的最高允许温度为

$$T_{\max} = 25^\circ\text{C} + (P_{D\max} - P_{D0}) / (0.2\text{W}/^\circ\text{C}) = 25^\circ\text{C} + (25 - 9)^\circ\text{C} / 0.2 = 105^\circ\text{C}$$

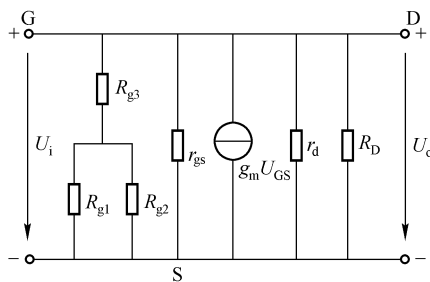
放大器的电压增益 $A_v = -g_m (R_L // r_{ds}) \approx -g_m R_L = -0.25 \times 16 = -4 (r_{ds} \gg R_L)$ 。

二、实用共源放大电路

共源放大电路如图 6.3 (a) 所示，在低频范围内，其微变等效电路如图 6.3 (b) 所示。从输入端看，栅极近似于开路；从输出端看，在饱和区内，漏极电流 I_D 几乎是恒定的，相当于一个电流源 $g_m U_{GS}$ ，电流的大小完全由栅源电压决定。



(a) 电路



(b) 微变等效电路

图 6.3 实用共源放大电路

VMOS 管的型号为 MTP4N50/KWP4N50，前者为飞利浦产品，后者为国产器件，二者性能完全相同。电路增益为

$$A_v = -g_m(R_D // r_d // R_L) \approx -g_m(R_D // R_L) \quad (r_d \gg R_D)$$

此式在设计中常用。

电路的输入电阻为 $R_i = r_{gs} // [R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})]$, 因为 $r_{gs} \gg g_{R3} \gg (R_{g1} // R_{g2})$, 故 $R_i \approx R_{g3} = 2\text{M}\Omega$ 。

电路的输出电阻为 $R_o = r_d // R_D$, 一般 $r_d \gg R_D$, 故 $R_o \approx R_D = 10\text{k}\Omega$ 。

三、共漏电路——源极输出器

共漏电路即源极输出器, 其电路如图 6.4 (a) 所示, 图 6.4 (b) 为其微变等效电路。

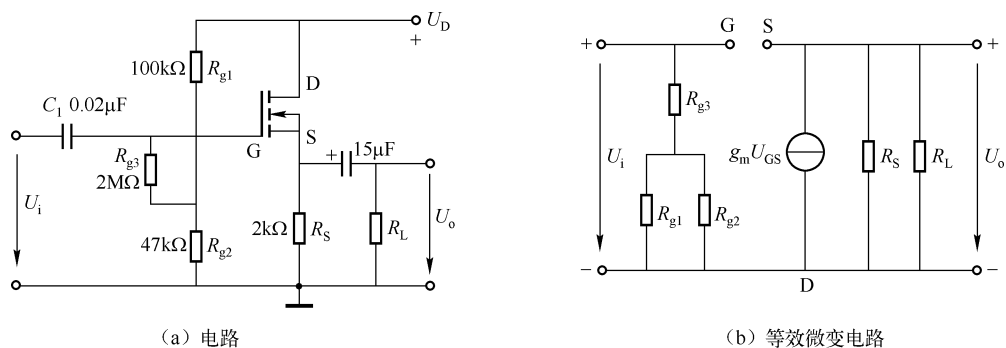


图 6.4 源极输出器

和射极输出器相似, VMOS 源极输出器也具有输入电阻高输出电阻低, 放大倍数小于 1 但接近于 1, 功率放大倍数大于 1 的特点。

电压放大倍数为

$$A_v = g_m R'_L / (1 + g_m R'_L)$$

式中, $R'_L = R_L // R_S$ 。

输入电阻为 $R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2}) \approx R_{g3}$; 输出电阻为 $R_o = \frac{1}{g_m} // R_S$ 。

可以看出, 源极输出器的输出电阻比射极输出器的输出电阻大得多。克服输出电阻高的办法是, 在 VMOS 源极输出器后加一级 PNP 管组成的放大器 (可参考第四章第七节的内容)。

源极输出器是推挽功放的基础, 在 VMOS 音频放大器中常被采用。

四、共栅电路

共栅电路及其微变等效电路如图 6.5 所示。

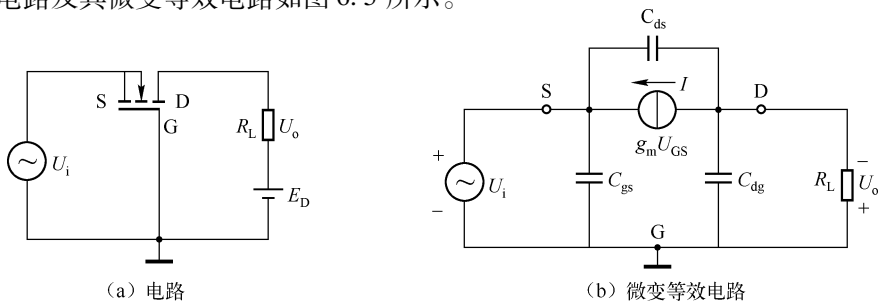


图 6.5 共栅电路及其微变等效电路

当要求漏极和源极之间具有很高的绝缘时, 往往采用共栅电路, 共栅电路的输入和输出之间只能通过小电容 C_{ds} (一般不大于 50pF) 耦合。

共栅电路的输入电阻为 $R_i = U_i/I_i$, 源极输入电流 $I_i = -g_m U_i = -g_m U_{GS}$, 因此输入电阻为 $R_i = 1/g_m$ 。

例如, 2N6657 的 $g_m = 250\text{mS}$, 它的 $R_i = 1/250\text{mS} = 4\Omega$ 。

共栅电路常用做模拟开关。当 VMOS 管用于开关模拟信号或功率信号时, 漏极和源极都必须通过栅极接地, 使它们处于绝缘状态, 此时认为是开路状态。

当栅极处于深度正向偏置 (如 $U_{GS} \geq 10\text{V}$) 时, 漏 - 源电阻近似为 4Ω 或更小, 此时认为是闭合状态。

五、VMOS 器件的并联与串联

1. 并联

当需要增加 VMOS 电路的电流容量时, 一般不需要重新设计电路, 只需多个 VMOS 管直接并联即可, 但并联工作需注意以下几点。

(1) 防止发生寄生振荡

常用的办法有:

① 在每个栅极上串联一个小电阻 ($100 \sim 1000\Omega$)。

② 在每个器件的漏极和栅极之间接入数百皮法 (pF) 的小电容。

(2) 保持足够低的驱动阻抗

并联 VMOS 管时, 如果信号源的阻抗不能降低, 那么器件的开关速度会降低。

(3) 并联器件的跨导

N 个相同器件并联后的总跨导为 $g_\Sigma = Ng_m$, g_m 为单个器件的跨导。

(4) 并联器件的沟道电阻

N 个器件并联后, 总沟道电阻等于这些器件沟道电阻的并联值。

采用器件并联增加电流容量的方法只是在某些情况下使用, 现在有许多大电流的管子可供选用。

2. 串联

两个或两个以上的 VMOS 器件串联, 能增加电路的工作电压, 图 6.6 所示是两个 VMOS 管串联的情况。

截止时, VT_1 的栅极电位 $U_{G1} = 15\text{V} + (120 - 15)\text{V} \times 820 / (1000 + 830) = 63.3\text{V}$, VT_2 也处于截止状态, 因此两只管子的电压大致相等。

VT_2 导通, VT_1 也导通, 电源电压主要加在负载 R_L 上, 此时 VT_1 栅极的电位由 +15V 输入电源决定。

C_1 、 C_2 是加速电容, 它们的作用是加速 VMOS 管的导通与截止。

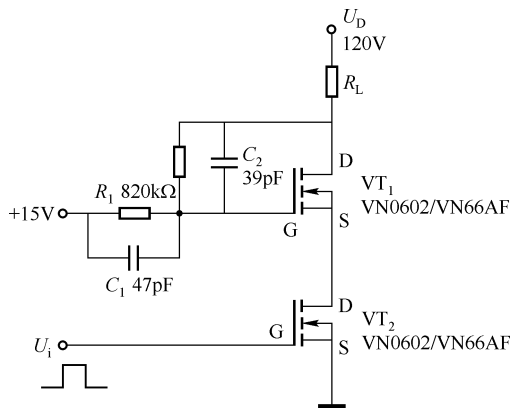


图 6.6 VMOS 管串联电路

图 6.7 所示是三只 VMOS 管串联的电路, 下面介绍电路参数的设计方法。

根据前述原则, 设 VT_1 、 VT_2 的栅极电压分别为 $U_{G1}=60V$ 和 $U_{G2}=120V$ 。作为起点, 首先令 $R_1=R_3=1M\Omega$ 。

R_2 由下式确定:

$$U_{G1} = 20V + (180 - 20)V \times R_2 / (R_1 + R_2) = 60V$$

解得 $R_2 = 333k\Omega$, 取标称值 $R_2 = 330k\Omega$ 。

R_4 由下式确定:

$$U_{G2} = 15V + (180 - 15)V \times R_4 / (R_3 + R_4) = 120V$$

解得 $R_4 = 1750k\Omega$, 取标称值 $R_4 = 1.8M\Omega$ 。

为保持 VMOS 的动态平衡, 每对电容上都应有相同的电荷, 因此, 按 $C_1/C_2 = R_2/R_1$ 和 $C_3/C_4 = R_4/R_3$ 选择。

首先, 令 $C_1 = C_3 = 39pF$, 计算得 $C_2 = 118pF$, 取 $C_2 = 120pF$, $C_4 = 22pF$ 。

现在, 一些厂商已经生产出许多耐高压的 VMOS 器件, 可供设计者选择, 只在某些特定情况下采用串联的方法。

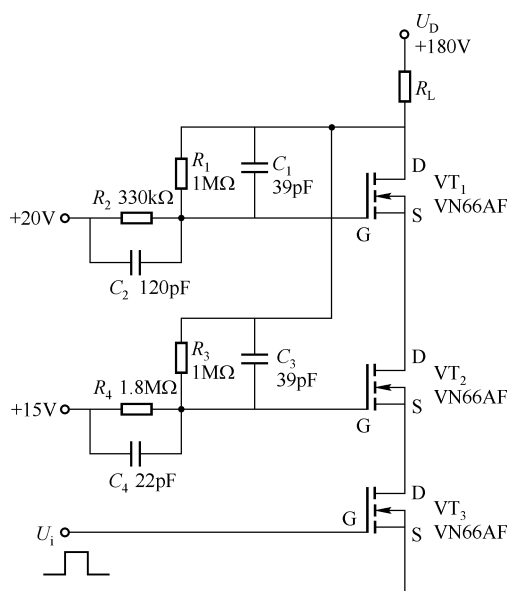


图 6.7 VMOS 管串联设计电路

第三节 耗尽型 FET 共源放大器电路设计

本节介绍的共源放大器设计方法, 在工程设计上十分有用, 适宜设计出电路的相关参数可获得最大增益。

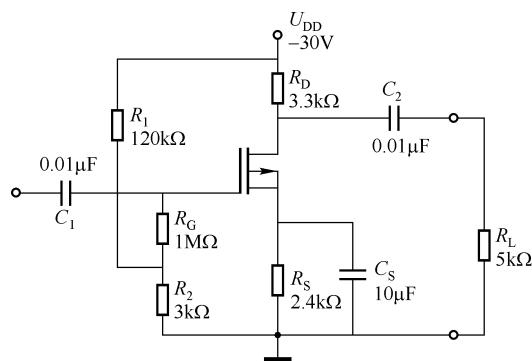


图 6.8 常用共源放大器的完整电路

相关的设计公式。

源极电阻 R_S 和漏极电阻 R_D 由以下两式确定:

$$R_S = \frac{B}{|I_{D1}|} - \frac{C}{\sqrt{|I_{D1}|}} \quad (6.1)$$

一、共源放大器电路的形式

首先要确定电路的形式, 图 6.8 所示是常用共源放大器的完整电路, 本设计采用这种形式的共源放大电路。

二、设计公式

设计共源放大器的公式较多, 而且推导过程复杂烦琐, 这里不作推导, 只给出一些

$$R_D = \frac{A-B}{|I_{D1}|} + \frac{C}{\sqrt{|I_{D1}|}} \quad (6.2)$$

其中,

$$A = \frac{1}{a}(|U_D| - |U_{P2}| - U_m) = \frac{1}{a}A_1 \quad (6.3)$$

$$A_1 = |U_D| - |U_{P2}| - U_m$$

$$B = \frac{1}{a-1}(|U_{P2}| - |U_{P1}| + |I_{G2}|R_G = \frac{1}{a-1})B_1 \quad (6.4)$$

$$B_1 = |U_{P2}| - |U_{P1}| + |I_{G2}|R_G$$

$$C = \frac{1}{a-1} \left[\frac{\sqrt{a}|U_{P2}|}{\sqrt{|I_{DSS2}|}} - \frac{|U_{P1}|}{\sqrt{|I_{DSS1}|}} \right] \quad (6.5)$$

不管 I_{D1} 的实际值如何, 最大的 R_D 近似地出现在使 $A-B$ 最大的 a 值上。基于这一点, 将 $A-B$ 对 a 求导数, 并令其为 0, 得出 a 值为

$$a = \frac{1 + \sqrt{B_1/A_1}}{1 - B_1/A_1} = \frac{I_{D2}}{I_{D1}} \quad (6.6)$$

共源放大器的电压增益为

$$A_v = -g_{fs}(r_{ds} // R_L // R_D) = -\frac{g_{fs}R'_L R_D}{R_L + R_D} \quad (R'_L = r_{ds} // R_L) \quad (6.7)$$

$$g_{fs} = \frac{2}{|U_P|} \sqrt{I_D I_{DSS}}$$

在耗尽模式中, 最大的 g_{fs} 出现在漏极电流 $I_D = I_{DSS}$ 处, 当 I_D 很小时, g_{fs} 趋近于零。

出现最大增益的漏极电流为

$$|I_{D1}| = \left[\frac{(A-B)(C + \sqrt{(A-B)R'_L})}{(A-B)R'_L - C^2} \right]^2 \quad (6.8)$$

栅源电压为

$$U_{GS1} = U_{P1}(1 - \sqrt{I_{D1}/I_{DSS1}}) \quad (6.9)$$

$$U_{GS2} = U_{P2}(1 - \sqrt{I_{D2}/I_{DSS2}}) \quad (6.10)$$

栅源电位为

$$U_G = I_{D1}R_S + U_{GS1} \quad (6.11)$$

以上各式中未说明的各符号的物理意义如下:

I_D 为漏极电流; I_{DSS} 为漏-源饱和电流; g_{fs} 为共源跨导; r_{ds} 为动态漏-源电阻; U_P 为夹断电压。

三、设计步骤

电路设计步骤如下。

(1) 选择 U_{DD}

在不超过击穿电压的情况下, U_{DD} 尽量选择大一些, 高 U_{DD} 可使系数 A 大一些。

(2) 选择 R_G

为了提高共源电路的输入阻抗, R_G 应选择大一些, 但不要大于需求值。

(3) 计算 A 、 B 、 C

先计算 A_1 、 B_1 值, 再计算 a 值, 最后计算 A 、 B 、 C 。

(4) 求 I_{D1} 、 I_{D2}

由 A 、 B 、 C 用式 (6.8) 求出 I_{D1} , 再由 $a = I_{D2}/I_{D1}$ 求出 I_{D2} 。

(5) 求 R_S 、 R_D

由式 (6.1) 求出 R_S ; 由式 (6.2) 求出 R_D 。

(6) 求 U_{G1} 、 U_{G2}

由式 (6.9) 和式 (6.10) 分别求出 U_{G1} 和 U_{G2} 。

(7) 求 U_G , 再求 R_1 和 R_2

由式 (6.11) 求出 U_G , 再根据分压比求出 R_1 和 R_2 。

四、设计举例

使用 P 沟道耗尽型 FET, $I_{DSS1} = -15\text{mA}$, $I_{DSS2} = -50\text{mA}$, $U_{P1} = 4\text{V}$, $U_{P2} = 9.5\text{V}$, 最小的 $r_{ds} = 20\text{k}\Omega$ 。(I_{DSS1} 和 I_{DSS2} 分别为最低极端温度 T_1 和最高极端温度 T_2 所对应的漏极饱和电流; U_{P1} 和 U_{P2} 分别为极端温度 T_1 和 T_2 所对应的夹断电压, 很多厂商给定的参数图表均可查到。图 6.9 给出了两种极端情况下的转移特性和输出负载线, 可帮助读者理解 I_{DSS1} 、 I_{DSS2} 、 U_{P1} 和 U_{P2} 的意义。)

试设计一个共源 RC 耦合放大器, 要求输出电压的最大峰-峰值 $U_{P-P} = 5\text{V}$ 。

设计步骤如下:

① 选 $U_{DD} = -30\text{V}$, 注意, 大多数 FET 在超过 $30 \sim 40\text{V}$ 时便被击穿。

② 选 $R_G = 1\text{M}\Omega$ 。

$$\textcircled{3} U_m = \frac{1}{2}U_{P-P} = \frac{1}{2} \times 5\text{V} = 2.5\text{V};$$

$$A_1 = |U_P| - |U_{P2}| - U_m = 30 - 9.5 - 2.5 = 18;$$

$$B_1 = |U_{P2}| - |U_{P1}| + |I_{G2}|R_D = 9.5 - 4 - 0 = 5.5;$$

$$a = \frac{1 + \sqrt{B_1/A_1}}{1 - B_1/A_1} = \frac{1 + \sqrt{5.5/18}}{1 - 5.5/18} = 2.24;$$

$$A = \frac{1}{a}A_1 = 1/2.24 \times 18 = 8.04;$$

$$B = \frac{1}{a-1}B_1 = \frac{1}{2.24-1} \times 5.5 = 4.44;$$

$$C = \frac{1}{a-1} \left(\frac{\sqrt{a}|U_{P2}|}{\sqrt{|I_{DSS2}|}} - \frac{|U_{P1}|}{\sqrt{|I_{DSS1}|}} \right) = \frac{1}{2.24-1} \left(\frac{\sqrt{2.24} \times 9.5}{\sqrt{50}} - \frac{4}{\sqrt{15}} \right) = 0.79。$$

④ $R'_L = r_{ds} // R_L = 20 // 5 = 4\text{k}\Omega$;

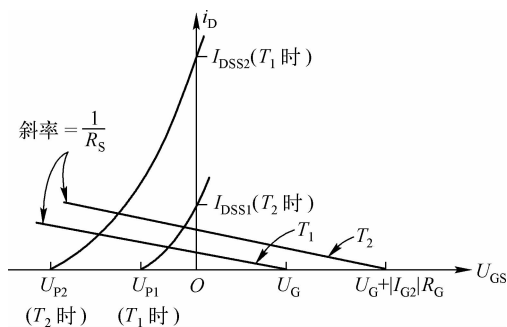


图 6.9 两种极端情况下的转移特性和输入负载线

$$|I_{D1}| = \left[\frac{(A-B)(C + \sqrt{(A-B)R'_L})}{(A-B)R'_L - C^2} \right]^2$$

$$= \left[\frac{(8.04 - 4.44)(0.79 + \sqrt{(8.04 - 4.44) \times 4})}{(8.04 - 4.44) \times 4 - (0.79)^2} \right]^2 \text{mA} = 1.44 \text{mA};$$

即

$$I_{D1} = -1.44 \text{mA}$$

$$I_{D2} = aI_{D1} = -2.24 \times 1.44 \text{mA} = -3.22 \text{mA}$$

$$\textcircled{5} R_S = \frac{B}{|I_{D1}|} - \frac{C}{\sqrt{|I_{D1}|}} = \frac{4.44}{1.44} \text{k}\Omega - \frac{0.79}{\sqrt{1.44}} \text{k}\Omega = 2.43 \text{k}\Omega;$$

$$R_D = \frac{A-B}{|I_{D1}|} + \frac{C}{\sqrt{|I_{D1}|}} = \frac{8.04 - 4.44}{1.44} \text{k}\Omega + \frac{0.79}{\sqrt{1.44}} \text{k}\Omega = 3.16 \text{k}\Omega;$$

取标称值, $R_S = 2.4 \text{k}\Omega$, $R_D = 3.3 \text{k}\Omega$ 。

$$\textcircled{6} U_{GS1} = U_{P1} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D1}}{I_{DSS1}}} \right) = 4 \times \left(1 - \sqrt{\frac{1.44}{15}} \right) \text{V} = 2.76 \text{V};$$

$$U_{GS2} = U_{P2} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D2}}{I_{DSS2}}} \right) = 9.5 \times \left(1 - \sqrt{\frac{3.22}{50}} \right) \text{V} = 7.09 \text{V}。$$

$$\textcircled{7} U_G = I_{D1}R_S + U_{GS1} = -1.44 \times 2.43 \text{V} + 2.76 \text{V} = -0.74 \text{V};$$

R_G 上的电流很小, 可忽略其压降, 故

$$U_G \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{DD}$$

此式有两个未知数 R_1 和 R_2 , 可先令 $R_1 = 3 \text{k}\Omega$, 则

$$R_1 + R_2 = \frac{R_1 U_{DD}}{U_G} = \frac{3 \times (-30)}{-0.74} \text{k}\Omega = 122 \text{k}\Omega$$

故 $R_2 = (122 - 3) \text{k}\Omega = 119 \text{k}\Omega$ 。最后取标称值 $R_1 = 3 \text{k}\Omega$, $R_2 = 120 \text{k}\Omega$ 。

R_1 与 R_2 亦可选用其他值, 但要满足 $U_G \approx R_1 U_{DD} / (R_1 + R_2)$ 。

⑧ 令耦合电容 $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$, $C_2 = 0.01 \mu\text{F}$, 源极旁路电容 $C_S = 10 \mu\text{F}$ 。

五、电压增益

前面已介绍, 共源放大器的电压增益为 $A_v = -g_{fs}(r_{ds} // R_L // R_D)$, 设计时对应两个极端情况的工作点, 即 T_1 对应于 Q_1 , T_2 对应于 Q_2 。 Q_1 对应于 g_{fs1} , Q_2 对应于 g_{fs2} , 有

$$g_{fs1} = \frac{2}{|U_{P1}|} \sqrt{I_{D1} I_{DSS1}} = \frac{2}{4} \times \sqrt{1.44 \times 10^{-3} \times 15 \times 10^{-3}} \text{S} = 2.32 \times 10^{-3} \text{S}$$

$$g_{fs2} = \frac{2}{|U_{P2}|} \sqrt{I_{D2} I_{DSS2}} = \frac{2}{9.5} \sqrt{3.22 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^{-3}} \text{S} = 2.67 \times 10^{-3} \text{S}$$

因此

$$A_{v1} = -g_{fs1} = -2.32 \times 10^{-3} (20 \times 10^3 // 5 \times 10^3 \times 3.3 \times 10^{-3}) = -4.20$$

$$A_{v2} = -g_{fs2} = -2.67 \times 10^{-3} (20 \times 10^3 // 5 \times 10^3 \times 3.3 \times 10^{-3}) = -4.81$$

可见, 场效应管共源放大器的电压增益比双极晶体管共射放大器的电压增益小得多。采用 FET 共源放大器的主要原因是, 它的噪声很低, 具有很高的输入电阻。如果既需要高输入阻抗、低噪声功能还要兼顾电压增益, 请参考第四章第七节的相关内容。

第四节 VMOS 管开关电路

VMOS 功率场效应管的固有开关速度是极快的, 实际开关过程是由寄生电容、输入电阻、输出电阻和负载等因素共同决定的瞬态响应, 其中包括 RC 积分电路和 RC 微分电路的响应。

一、电路的瞬态响应

1. RC 积分电路的瞬态响应

VMOS 管开关电路的栅极驱动电路本质上是一个如图 6.10 (a) 所示的积分电路, 其栅极输入电阻 (含信号源的内阻) 为图中的 R , 器件的输入电容为图中的 C 。

在电路的输入端加一个阶跃脉冲电压 U_i , 其输出电压为

$$U_o = U_i [1 - e^{-t/(RC)}]$$

输出幅度从 $0.1U_i$ 上升到 $0.9U_i$ 所需的时间为上升时间 t_r , 由上式得出上升时间为

$$t_r = 2.2RC$$

由于寄生输入电容的存在, 输出脉冲的前沿和后沿都将变差, 使开关过程恶化, 输出波形变差的程度与电路的时间常数 RC 密切相关。当输入脉冲宽度 $t_w \gg RC$ 时, 如 $t_w = 100RC$ (即 RC 很小), 输出波形良好; 当 $t_w = 8RC$ (即 RC 很大) 时, 输出波形严重失真, 如图 6.10 (b) 所示。

值得注意的是, 这里的积分电路和通常的将方波变为三角波的积分电路的作用不同, 前者要求 $t_w \gg RC$, 后者要求 $t_w \ll RC$ 。

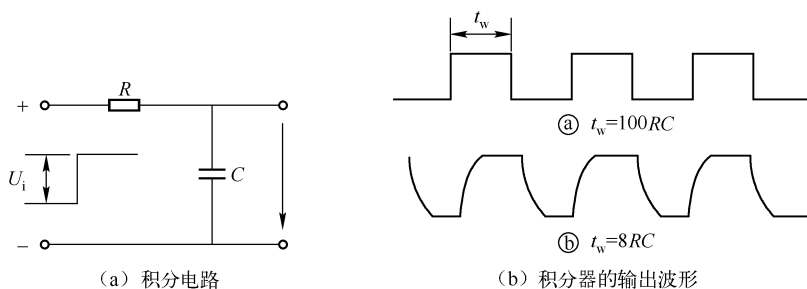


图 6.10 RC 积分电路

2. RC 微分电路的瞬态响应

RC 微分电路的基本形式如图 6.11 (a) 所示, 电路的输入端加阶跃脉冲, 其输出接至 VMOS 开关电路的输入端。

如果脉宽 $t_w > 3RC$, 那么输出脉冲将会产生如图 6.11 (b) 所示的上下尖脉冲, 其波形不再保持方脉冲的形式, 为此需在开关电路中加接加速电容, 其电路如图 6.12 所示。图中的 C 为加速电容, 其加速作用为:

(1) 当输入脉冲上升沿来临时, C 上的电压不能突变, 电容如同短路一样, 方波的幅值

U_i 全加到栅极上, 使管子迅速进入导通状态。

(2) 当输入脉冲的下降沿来到时, 由于 C 上的电压已达 $U_i R_1 / (R_1 + R_2)$, 所以在输入电压突然下降到零时, 栅极上的电压突然下降至 $-U_i R_1 / (R_1 + R_2)$, 使栅极进入反向偏置状态。从而加速了管子从导通状态到截止状态的转变过程。

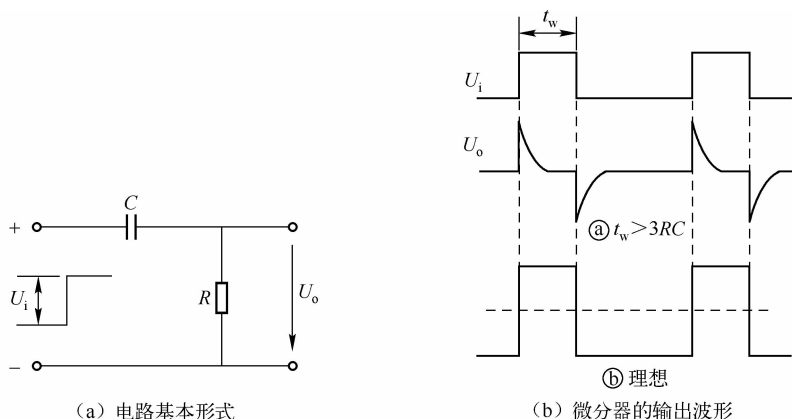


图 6.11 RC 微分电路

二、开关电路

VMOS 管的重要应用之一是组成开关电路, 图 6.13 所示是 VMOS 管开关电路的基本形式。

信号源的内阻 R_s 与 VMOS 的输入电容 C_i 组成积分电路。电路的负载可以是电阻、电感、电容或者它们的组合中的任一种元器件。

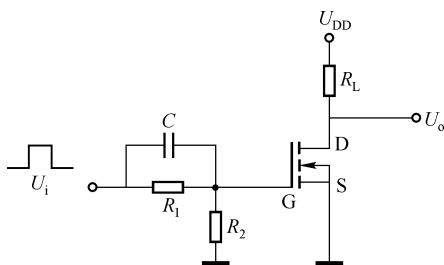


图 6.12 带有加速电容的开关电路

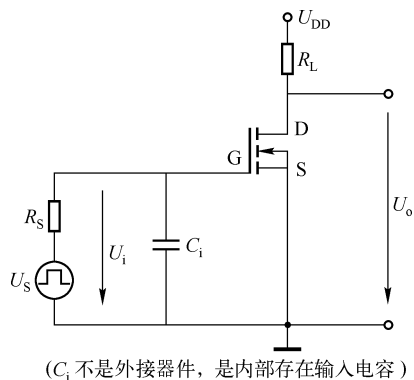


图 6.13 基本的开关电路

理想的开关电路是, 截止状态具有无穷大的电阻, 导通状态具有零电阻, 而且导通时间与关断时间均为零。虽然现实中不存在理想开关, 但开关速度和截止状态电阻可接近于理想状态。

设计开关电路需注意以下两点:

- ① 信号源的输出必须是严格的阶跃脉冲信号, 信号源的内阻 R_s 应尽可能小。

② 器件的输入电容是确定的, 但应尽量选择 C_i 小的 VMOS 器件。时间常数 $R_s C_i$ 越小, 栅极得到的波形越接近矩形, 开关转换就越迅速。

下面介绍一个基本 VMOS 开关电路设计的例子。

设计要求: 设计一个功率开关, 其负载为 24Ω , 导通时间为 100ns , 截止时间为 50ns , 即在 150ns 内开关 1A 电流。

设计步骤如下:

① 选择器件为 2N6660, $I_D = 1.1\text{A}$ 。

② 确定电源电压。由 2N6660 的参数可知, 当 $U_{GS} = 10\text{V}$ 时, 栅源电阻 $R_{GS} \approx 2\Omega$, VMOS 管的漏源压降为 $1\text{A} \times 2\Omega = 2\text{V}$, 故电源至少为 26V 。

③ 确定是否加散热器。VMOS 管导通状态的功耗为

$$P_{ON} = I_D^2 R_{DS} D$$

式中, I_D 为漏极电流; R_{DS} 为漏源导通电阻; D 为输入脉冲的占空比, 一般取 $D = 0.01$ 。 R_{DS} 的大小与 U_{GS} 有关, U_{GS} 越小, R_{DS} 越大, 反之亦然。由实验数据可知, 当 $R_{DS} = 25\Omega$ 时, 延迟时间 t_d 、上升时间 t_r 均为 10ns , 这些参数均满足设计要求。代入相关数据可得 $P_{ON} = 0.25\text{W}$, 截止状态的功耗更低, 因此无需散热器。

④ 信号源的选择。一般将信号源设计成占空比 $D = 0.01$ 的方波, 其内阻的最大值由下式估算:

$$R_{Smax} = t_s / (t_r + t_d) R_{DS}$$

式中, t_s 为预定的开关时间; t_r 为上升时间; t_d 为延迟时间。

本例中, $t_s = 150\text{ns}$, $t_d = t_r = 10\text{ns}$, $R_{DS} = 25\Omega$, 可计算出 $R_{Smax} = 187.5\Omega$ 。

选择或设计内阻为 187.5Ω 以内 $D = 0.01$ 的方波信号源可满足设计要求。

工程上常不考虑延迟时间的影响 (认为 $t_d = 0$), 此时 $R_{Smax} = 375\Omega$ 。一般的 CMOS 缓冲器内阻在 375Ω 以内, 因此可用 CMOS 脉冲电路和缓冲级来驱动 VMOS 开关, 如图 6.14 所示。

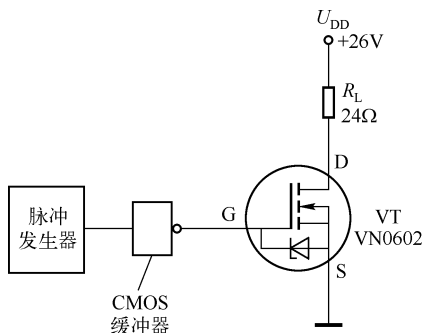


图 6.14 CMOS 缓冲驱动开关电路

三、电感负载

实际应用中, VMOS 管的负载常常是感性负载, 如继电器、直流电动机、步进电动机和螺旋管等。众所周知, 电感上的电流不能突变, 在开关从导通变为截止的瞬间, 电感两端产生一个反电动势 $E = -L \frac{di}{dt} = -L \frac{\Delta i}{\Delta t}$, 由于时间很短, 因此反电动势很大, 远远超过电源电压, 易将 VMOS 器件击穿。故应在感性负载两端并联一个续流二极管 (方向: 负极接电源), 而且应选用快速开关二极管, 如 1S2076 (3.5ns)、1S2099 (4ns)、1N4148 (40ns) 或 1N914 (40ns) 等。

为了提高 VMOS 管的开关速度, 负载与 VMOS 器件的非屏蔽导线 (含印制板内的铜箔导线) 长度应尽量短, 以防止导线的寄生电感对开关速度的影响。

四、其他实用开关电路

1. 简单的单向 VMOS 模拟开关

由 VMOS 组成的简单的单向 VMOS 模拟开关电路如图 6.15 所示。在接通状态下，2N6659（或其他相应型号）的栅极对源极是正电压；关断状态下，栅 - 源电压为零。电路的导通电阻为 2Ω ，具有 1.5A 的最大电流容许能力。

在关断状态下，输入信号必须限制为正电压，而且应大于输出电压。

电路的缺点是，由于漏区 - 衬底间的齐纳二极管的影响，关断隔离特性较差。

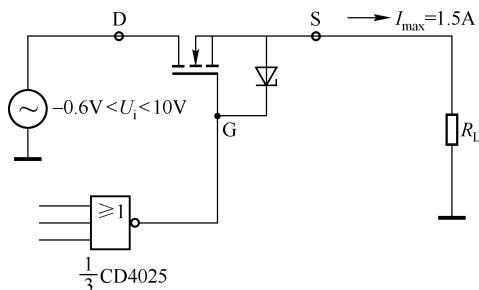


图 6.15 简单的单向 VMOS 模拟开关

2. 低失真恒定导通电阻 VMOS 开关

双向开关的栅极动态信号是以某一固定电源电压作为参考点的，当输入模拟信号电压变化时， U_{GS} 也随之变化，双向开关的导通电阻也随之变化。

当驱动话筒或传输线等低阻抗负载时，开关导通电阻的变化会引起信号失真。使用图 6.16 所示的低失真恒定导通电阻 VMOS 开关时，可以得到恒定的导通电阻。在导通状态下，2N6660 的栅极电位跟随输入信号变化。这样，栅源电压是恒定的，与输入信号的变化无关。因此，当信号电平变化时不会发生导通电阻的改变，也就解决了信号的失真问题。

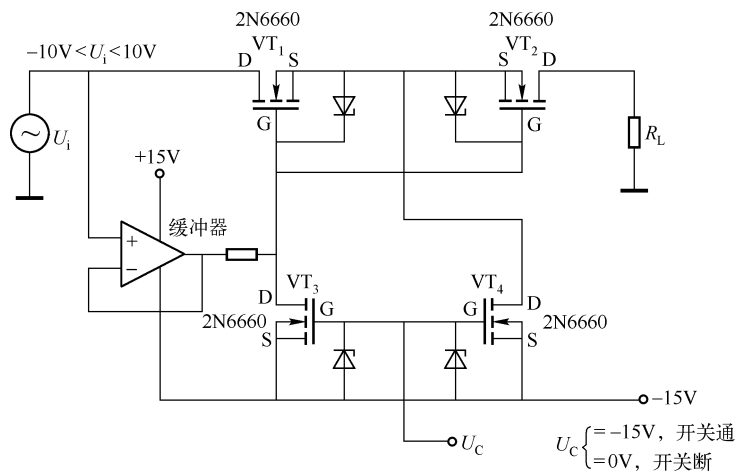


图 6.16 低失真恒定导通电阻 VMOS 开关

3. 数控通用双向 VMOS 模拟开关

将两只 VMOS (2N6659) 源-源相串联便组成了通用双向模拟开关电路, 如图 6.17 所示。该电路可把输入动态范围扩展至 $\pm 10\text{V}$, 当 MAX4541 内的两开关均关断时, VMOS 双向开关导通, 两 VMOS 的栅极通过 $10\text{k}\Omega$ 电阻与 $+15\text{V}$ 相接, 这时, 开关的接通电阻为单个 2N6659 的 D-S 电阻的两倍, 约为 4Ω , 其最大电流仍与单个的相同, 约为 1.5A 。

将 VMOS 的栅极与负电源 (-15V) 相接时, 开关被关断。开关 B 的作用是, 当其闭合时将信号泄漏通道短接至负电源, 使关断隔离作用增强。

MAX4541 内部两个模拟开关的通断由数字逻辑控制, 当输入为“1”时, 两个开关均接通; 当输入为“0”时, 两开关均断开。

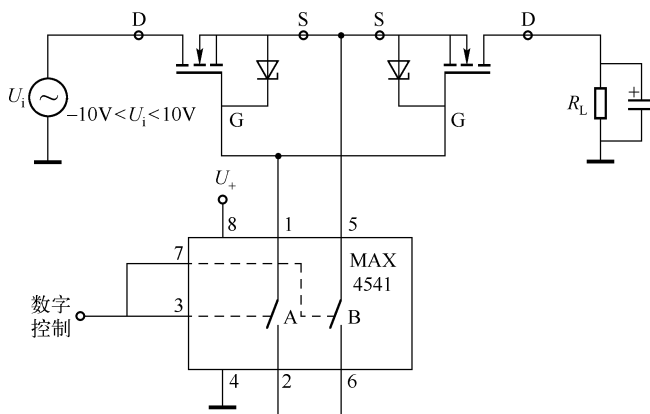


图 6.17 数控通用双向 VMOS 模拟开关电路

4. 超低阻 (1Ω)、大电流 (4.5A) VMOS 开关

由三对 VMOS 并联组成的超低阻、大电流开关电路如图 6.18 所示。2N6659 为 VMOS, 由于它无电流集中问题, 所以并联时无需镇流或平衡电阻。

VMOS 具有负温度系数, 具有温度升高时电流减小的特性。于是, 如果其中的一个器件电流过大, 此电流就会自动地转移至其他器件。

将三对 VMOS 并联, 不仅能使导通电阻减小, 使 $R_{\text{ON}} = 1\Omega$, 远小于 CMOS 集成电路的导通电阻, 而且能将负载电流增加至 4.5A 。VMOS 也可选用其他类型的增强型 N 沟道大功率管子, 使之负载电流更大。

VT_7 为模拟开关的控制管, 当其栅压为 -15V 时, 开关导通; 当栅压为 0V 时, 开关断开。可采用一般的机械开关来控制 VMOS 模拟开关的通断, 也可利用其他电路进行控制。

2N6659 也可用 VN46AF 等代替。

5. 射频模拟开关

图 6.19 所示为大功率射频模拟开关电路, 其工作频率直至 50MHz 都有极好的性能, 接通与关断时间小于 50ns 。在 20V 峰-峰输出信号时, 10MHz 的隔离高于 60dB 。 50Ω 负载时的接入损耗仅为 1dB 。

供给灯泡的平均电流。

R_1 与 R_2 的作用是使电位器轴的旋转角度与灯泡的亮度变化关系接近线性。

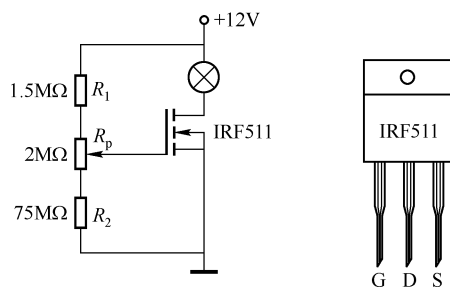


图 6.20 VMOS 线性调光电路

电路的缺点是，调节为弱光时，电阻将消耗掉一部分功率，效率不高。

二、VMOS 脉宽调制调光电路

脉宽调制调光电路如图 6.21 所示，振荡器中的电阻消耗功率很低，所以是一种高效率调节负载平均电流的方法。由 CD4011 组成的 RC 振荡器，其输出为方波，其占空比是由 R_2 与 R_p 之比决定的。通过调节电位器 R_p 来改变占空比，即可改变灯泡的亮度。 R_p 越大，灯泡的亮度就越大，且亮度是可以连续调节的。

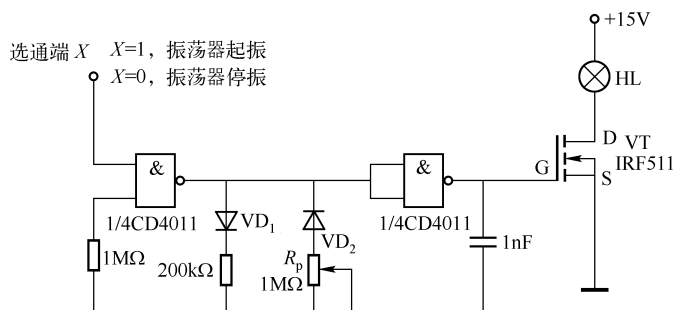


图 6.21 VMOS 脉宽调制调光电路

用 12V 灯泡进行实验，效果良好。

本电路可用于仪器仪表刻度盘（模拟或数字）、轿车内的调光照明等。

三、VMOS 循环闪光灯电路

功率场效应管（VMOS）循环闪光灯电路由 CMOS 电路 7555、十进制计数器/分配器 4017 和 9 个 VMOS 等组成，如图 6.22 所示。

下面介绍电路的分析与设计。

(1) 7555 方波发生器

7555 组成了一个典型的方波发生器，其振荡频率 $f = 0.722 / [(R_p + R_1)C]$ 。 f 由 R_p 调节，频率范围为 0.9 ~ 5Hz，周期为 1.1 ~ 0.2s。7555 输出的方波送入 CD4017 的输入端 CP (14 脚)。

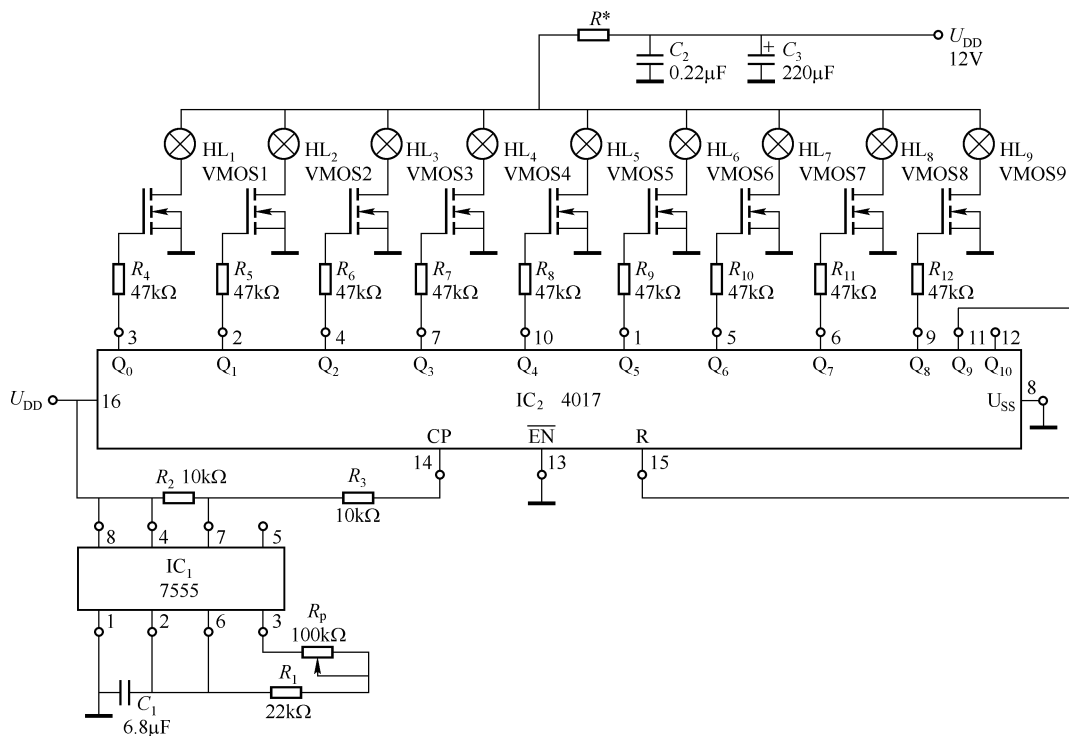


图 6.22 VMOS 循环闪光灯电路

(2) 4017 脉冲分配器

脉冲分配器 4017 有 10 个输出端，在 CP 脉冲的作用下，依次输出方波，而且在同一时刻只有一个输出为“1”，其他均为“0”。4017 的 11 脚输出为 Q_9 ，它与复位端 15 脚相连，当 $Q_9 = 1$ 时，4017 复位。

(3) CMOS 驱动器

4017 的 $Q_0 \sim Q_8$ 均接至 VMOS 的栅极，当 $Q_0 = 1$ 时 VMOS 导通，闪光灯 HL₁ 闪光， $Q_1 = 1$ 时 HL₂ 闪光，…， $Q_8 = 1$ 时 HL₉ 闪光。闪光频率由 R_p 调节。

VMOS 可选用 VWP4、KWP2N35 等 $I_D = 2A$ 的管子。

(4) 限流电阻 R^* 的选择

若选用 20W 的闪光灯，灯泡的电阻 $R' = 20/2^2 \Omega = 5\Omega$ 。 R^* 应满足 $(R^* + 5\Omega) I^2 = 12V \times 2A$ ，应选用电阻值为 1Ω ，功率至少为 4W 的电阻。

第六节 5V/2A VMOS 线性稳压电源

5V/2A VMOS 线性稳压电源电路如图 6.23 所示，电路简单，可满足 5V/2A 以下电流的需求。来自整流滤波电路的 15V 电压可直接接至漏极 D 与地之间，漏-源的压降为 $15V - 5V = 10V$ ，漏极电流为 2A，故 VMOS 管耗散功率为 $10V \times 2A = 20W$ ，VMOS 器件需加散热器。

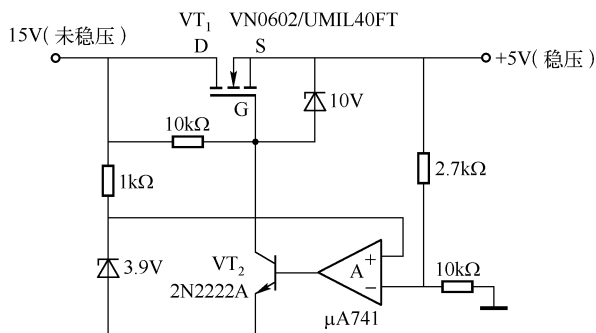


图 6.23 5V/2A VMOS 线性稳压电源

第七节 VMOS 报警器

由 VMOS 驱动的大功率扬声器报警器电路如图 6.24 所示。

当选通端 $X=1$ 时，电路的振荡频率为 $f=1/(1.4R_1C_1)=1\text{Hz}/(1.4\times 200\times 10^3\times 3.3\times 10^{-9})=1082\text{Hz}$ ，实测频率为 1100Hz，此时，扬声器发出较尖的报警声；当 $X=0$ 时，振荡器停振，扬声器不响；当 X 悬空时，实测频率为 740Hz，扬声器发出较低的不清晰“噗噗”声。

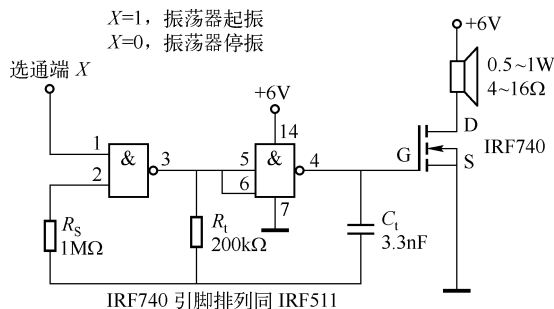


图 6.24 由 VMOS 驱动的大功率扬声器报警器

第七章 双栅 MOS 场效应管的性能与应用

双栅 MOS 管具有非常优良的特性，掌握双栅管的设计与应用电路，便能衍生出许多性能优良的电路。

双栅 MOS 管是 20 世纪 70 年代发展起来的新型高频低噪声放大器件，它有两个栅，分别用 $G_1(g_1)$ 和 $G_2(g_2)$ 表示。

双栅管的突出优点是：

- ① 极间的反馈电容比单栅 MOS 管低两个数量级，因此能在甚高频和超高频的频率范围内稳定地工作。
- ② 通过改变第二栅极上的偏压可以容易地实现自动增益控制（AGC）。

双栅 MOS 管的等效电路如图 7.1 所示，可以看成由两个 FET 串联而成。

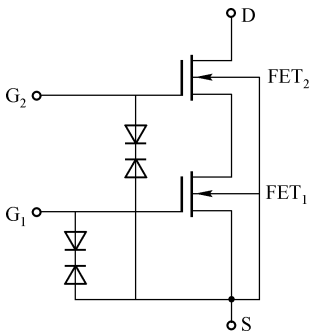


图 7.1 双栅 MOS 管的等效电路

第一节 双栅 MOS 管的性能

1. 增益可通过 G_2 的偏压控制

双栅管的漏极电流 I_D 不仅与 U_{G1} 有关，而且还受 U_{G2} 的控制，其跨导 g_m 也受 U_{G2} 的控制，如图 7.2（c）所示，当 $U_{G1} = \text{const}$ 时， U_{G2} 升高引起 g_m 升高。双栅管的这个特性为小信号放大的自动增益控制（AGC）提供了极大的方便， G_2 的 AGC 控制范围达 30dB 以上（-20 ~ 15dB）如图 7.2（a）所示。另外， U_{G2} 也控制 I_D 的大小，如图 7.2（b）所示。图 7.2（a）也表示，当 $U_{G2} = 0.5 \sim 6.5V$ 时，功率增益最大。

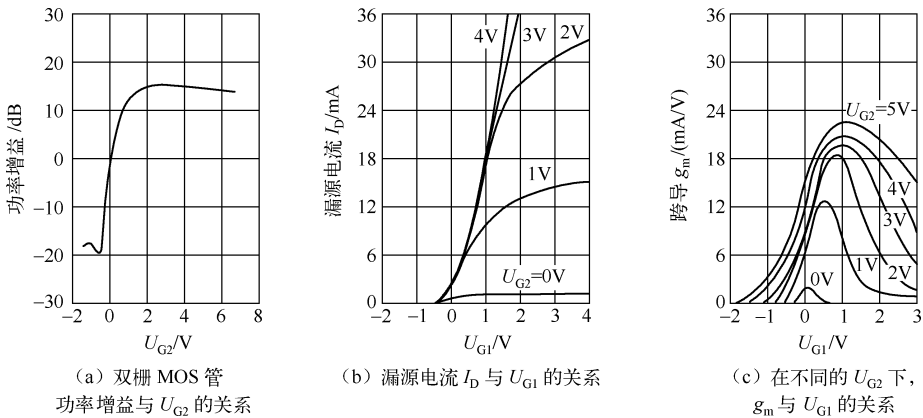


图 7.2 双栅 MOS 管的特性

2. 极间反馈电容小, 高频工作稳定

双栅工作时, G_1 加小信号, G_2 加直流 AGC 电压。双栅的反馈电容为单栅的 $1/A_v$ 倍 (A_{v2} 为 FET_2 管的放大倍数), 一般单栅的反馈电容在 1pF 以上, 而双栅的反馈电容的数量级为 10^{-2}pF 。

3. 抗交叉调制性能好

所谓交叉调制就是两个高频振荡通过非线性元器件时, 其中一个振荡的调制会叠加到另一个振荡上去。双栅管有很宽的 AGC 控制范围, 动态范围比单栅管大, 放大强信号时的畸变小, 抗交叉性能好。

4. 截止频率高, 因而功率增益高、噪声低

双栅管的截止频率 $f = 2000 \sim 3000\text{MHz}$, 在一定频率下的功率增益 G 高, 噪声系数小。在 900MHz 下, $G = 15 \sim 20\text{dB}$, 噪声系数 $N_F = 3 \sim 4\text{dB}$, 在 200MHz 下, G 可达 23dB , $N_F = 1.5 \sim 2\text{dB}$ 。

5. 输入导纳稳定, 不易失调

6. 具有内部保护电路, 工作稳定可靠

在 G_1 、 G_2 上分别并联有两个顶靠顶的二极管, 保护栅极不被击穿。

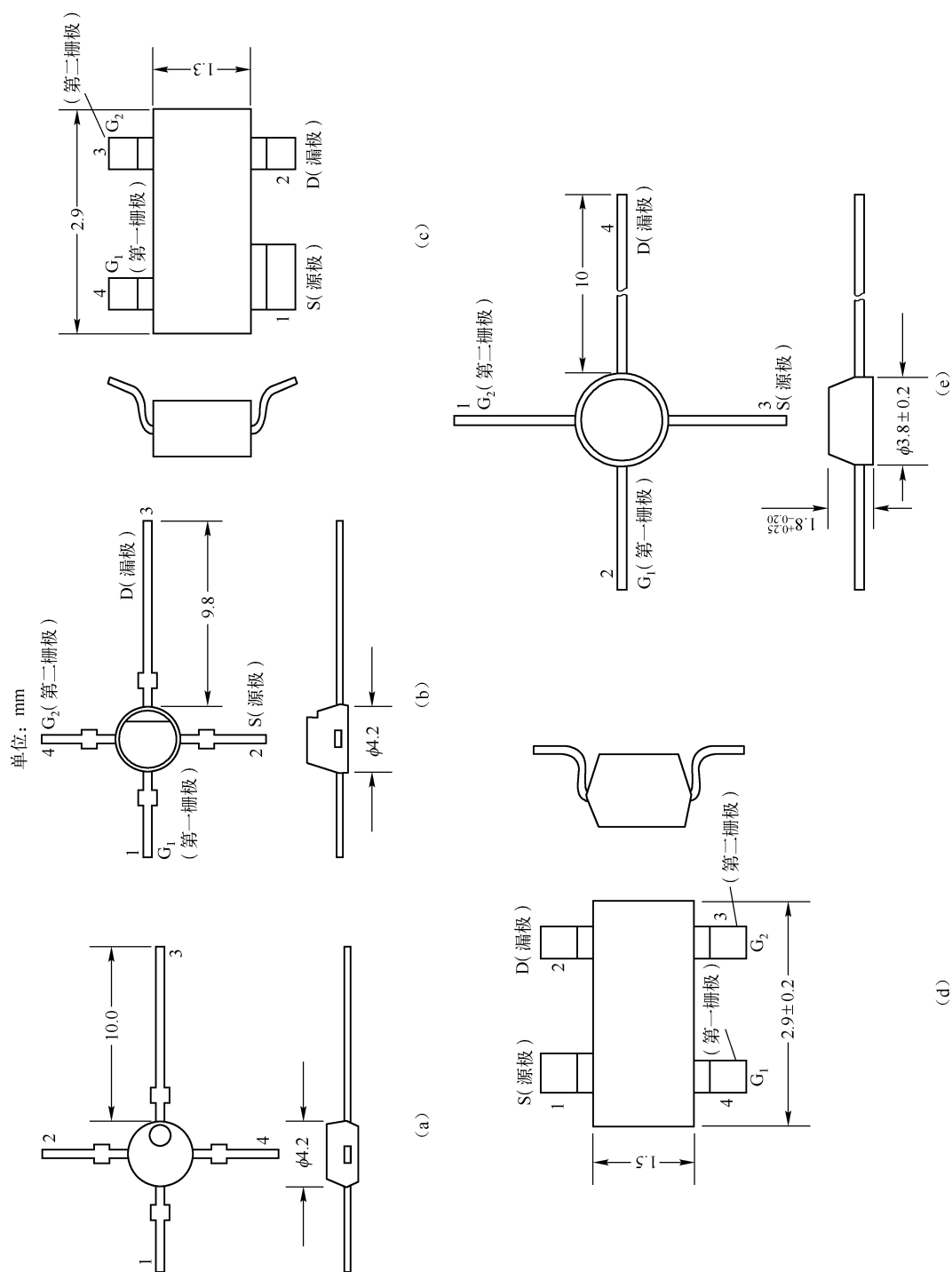
几种双栅 MOS 管的特性参数见表 7.1。几种双栅 MOS 管的外形及引脚如图 7.3 所示。现就表 7.1 所列的各种参数作些解释。

表 7.1 中的“最大额定值”一般是不能直接测量的, 对于这类绝缘栅场效应晶体管更是如此。下面介绍各参数的具体含义。

- U_{DS} : 漏 - 源最高电压。
- U_{G1S} : 第一栅 - 源最高电压。
- U_{G2S} : 第二栅 - 源最高电压。
- I_D : 最大漏极电流。
- P_{tot} : 在规定的工作温度范围内的最大总功耗。
- T_{ch} : 最高沟道温度。
- I_{G1SS} : 漏 - 源短路, 其他端的连接为规定时的第一栅极截止电流。
- I_{G2SS} : 漏 - 源短路, 其他端的连接为规定时的第二栅极截止电流。
- U_{DSX} : 漏极电流为规定值, 其他端的连接为规定时的漏 - 源电压的最小值。
- I_{DSS} : 漏极电流, 指漏 - 源电压为规定值, 其他端的连接为规定时的通态电流 (对耗尽型场效应晶体管而言)。
- $U_{G1S(off)}$: 第一栅 - 源截止电压, 指在漏极电流已降到规定的低值 (对耗尽型场效应晶体管而言), 其他端的连接为规定时的第一栅 - 源截止电压的最小值和最大值。
- $U_{G2S(off)}$: 第二栅 - 源截止电压, 指在漏极电流已降到规定的低值 (对耗尽型场效应晶体管而言), 其他端的连接为规定时的第二栅 - 源截止电压的最小值和最大值。

表 7.1 几种双栅 MOS 管的特性参数

主要用途		电参数		最大额定值										电特性					外形图 图 7.3
				结构	$U_{DS}/$ V	$U_{GS}/$ V	$U_{DS}/$ V	$I_D/$ mA	$P_{tot}/$ mW	$T_{ch}/$ ℃	$I_{G1SS}/$ nA	$I_{G2SS}/$ nA	$U_{DSX}/$ V	$I_{DSS}/$ mA	$U_{G1S(off)}/$ V	$U_{G2S(off)}/$ V	$ Y_{fs} /$ ms		
N 沟道	3SK74	VHF、	20	—	—	200	-55 ~ +125	±100	±100	±100	>20	25	<-3	<-3	—	(a)			
	3SK101	TV 电子	20	±9	±9	200	-55 ~ +125	±50	±50	±50	>20	3 ~ 24	0 ~ -2.5	0 ~ -2.5	20	(b)			
	3SK114	调谐器	15	±9	±9	200	-55 ~ +125	±50	±50	±50	>15	6	1.0	1.0	—	(a)			
	3SK122	的射频	20	±8	±8	200	-55 ~ +125	±20	±20	±20	>20	7 ~ 15	<-2.0	<-1.5	22 ~ 28	(e)			
	BF991	放大和	20	> ±6	> ±6	200	-65 ~ +150	±50	±50	±50	>20	4 ~ 25	<2.5	<2.5	14	(c)			
	BF992	混频	20	—	—	200	-65 ~ +150	±50	±50	±50	>20	—	—	—	25	(c)			
N 沟道	3SK80	UHF、 TV 电子 调谐器 的射频 放大和 混频	20	±8	±8	200	-55 ~ +125	±20	±20	±20	>20	<20	<3	<3	(a)				
	3SK88		20	—	—	200	-55 ~ +125	±20	±20	±20	>20	6	<-2	<-2	>7	(a)			
	3SK102		20	±9	±9	200	-55 ~ +125	±50	±50	±50	>20	3 ~ 24	0 ~ -3.5	0 ~ 3.5	>8	(b)			
	3SK103		15	±10	±10	200	-55 ~ +125	±100	±100	±100	>15	<10	+0.7 ~ -1	+0.7 ~ -1	>10	(a)			
	3SK121Y		10	±6	±6	200	-55 ~ +125	±20	±20	±20	>10	35	<4	<4	>17	(a)			
	3SK138		15	±10	±10	200	-55 ~ +125	±100	±100	±100	>15	<10	1.0	1.0	12	(d)			
	BF989		20	> ±6	> ±6	200	-65 ~ +150	±50	±50	±50	>20	2 ~ 20	<2.7	<2.7	21	(c)			
	BF990		18	> ±8	> ±8	200	-65 ~ +150	±25	±25	±25	>18	—	<1.3	<1.1	—	(c)			



- $|Y_{is}|$: 正向传输导纳, 指在规定的偏置和频率条件下, 漏 - 源交流短路时的第一栅极电流方均根值与栅 - 源电压方均根值之比。

图 7.3 中引出端的数字 1、2、3、4 分别表示不同电极的代码。其中, 3SK74、3SK80、3SK88、3SK103、3SK114 和 3SK121Y 的外形图均为图 (a), 但引线排列不相同, 见表 7.2, 使用时应注意, 不要搞错。

表 7.1 中所列双栅场效应晶体管的型号中, 凡有 BF 字母的均为荷兰飞利浦公司的产品, 其余为日本有关公司的产品。

表 7.1 所列管子中, 3SK101、3SK103、3SK122、3SK138、BF989、BF990、BF991、BF992 均带有保护二极管, 其余则不带。

表 7.2 3SK/3SA 型双栅 MOS 管的电极代码

电极代码 型号	1	2	3	4
3SK80、3SA103、3SK114	G ₁	G ₂	D	S
3SK74、3SK88	G ₂	G ₁	S	D
3SK121Y	D	G ₁	G ₂	S

第二节 双栅 MOS 管的应用电路

1. 由双栅 MOS 管组成的 AF (音频) 调制 RF (射频) 系统

由双栅 MOS 管组成的 AF 调制 RF 系统如图 7.4 所示。图 (a) 为双栅共源 - 共射缓冲放大器, 双栅 MOS 管 VT₁ 的第一栅极 G₁ 输入射频 (RF) 信号, 第二栅极 G₂ 输入音频 (AF) 调制信号, 两信号在 VT₁ 内混频叠加, 由其源极 (S) 输出, 因此前置级是一个源极输出器, 其输入阻抗极高, 输出阻抗很低。第二级为共射放大器, 其电压放大倍数较高, 以提供足够高的输出电压。这又是一个压控放大器, 控制电压即为音频输入信号。R₇、C₆ 组成退耦支路。

图 (b) 所示为宽带科皮兹 RF 振荡器, 频率范围为 1 ~ 10MHz, 它为图 (a) 所示电路提供射频输入信号。

图 (c) 所示为科皮兹 1kHz 音频振荡器, 为图 (a) 所示电路提供音频调制信号。

图 (a)、(b)、(c) 所示电路组装时应取用同一个电源。

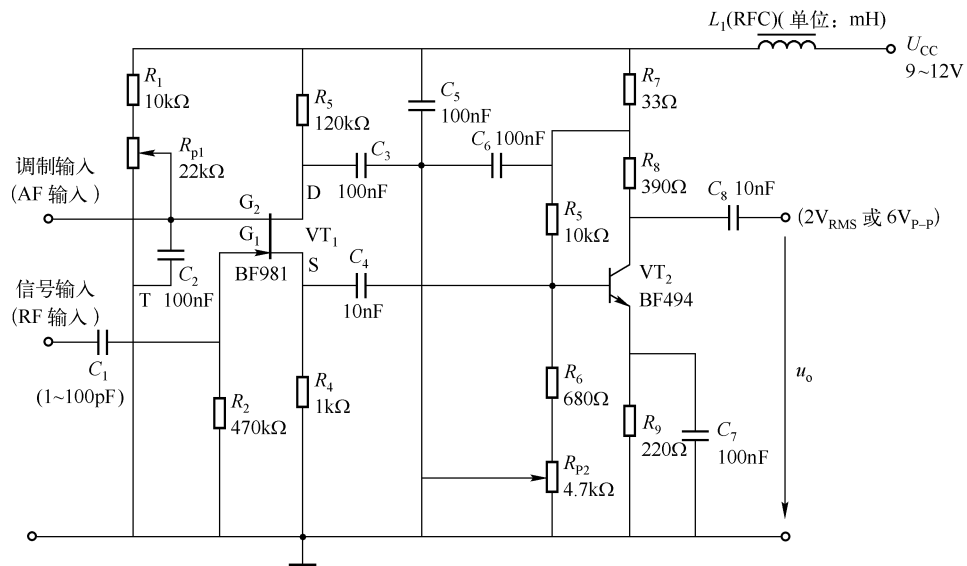
2. 由双栅 MOS 管组成的调制信号缓冲放大器

由双栅 MOS 管组成的调制信号缓冲放大器电路如图 7.5 所示。第一栅极输入 RF 信号, 第二栅极输入 AF 调制信号, 但是它的输出信号由漏极引出, 以增大电压放大倍数。至于 RF 信号和 AF 信号的来源可以自行设计, 也可以取用图 7.4 (b) 或图 (c) 所示电路。

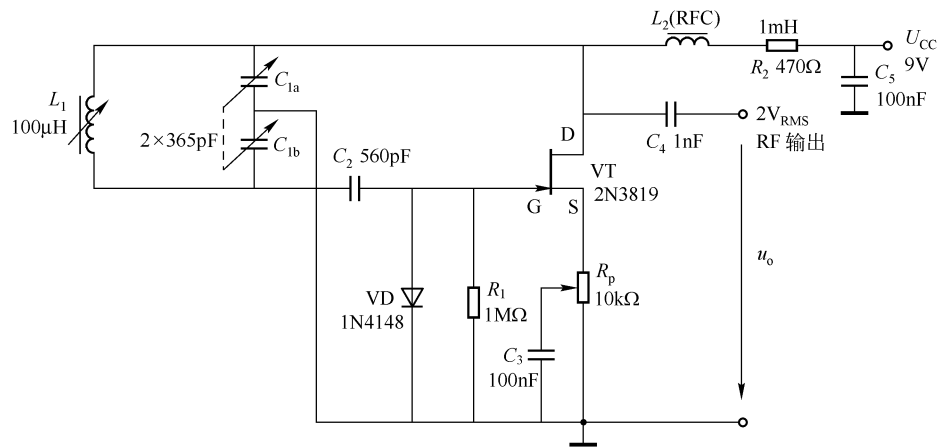
R₅、C₃ 为退耦支路。

3. 双栅 MOS 管哈特莱振荡器

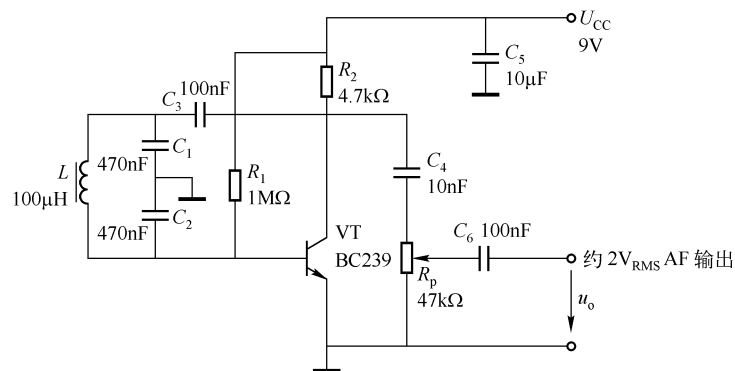
双栅 MOS 管哈特莱振荡器如图 7.6 所示。电路采用不同的振荡线圈和单联空气介质可调电容器, 电路的振荡频率为 150kHz ~ 30MHz。



(a) 双栅共源 - 共射缓冲放大器



(b) 宽带科皮兹 RF 振荡器 (1~10MHz)



(c) 科皮兹 1kHz 振荡器

图 7.4 由双栅 MOS 管组成的 AF (音频) 调制 RF (射频) 系统

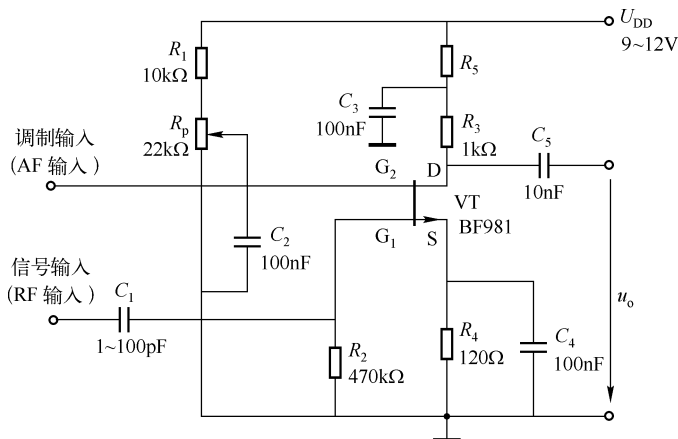


图 7.5 由双栅 MOS 管组成的调制信号缓冲放大器电路

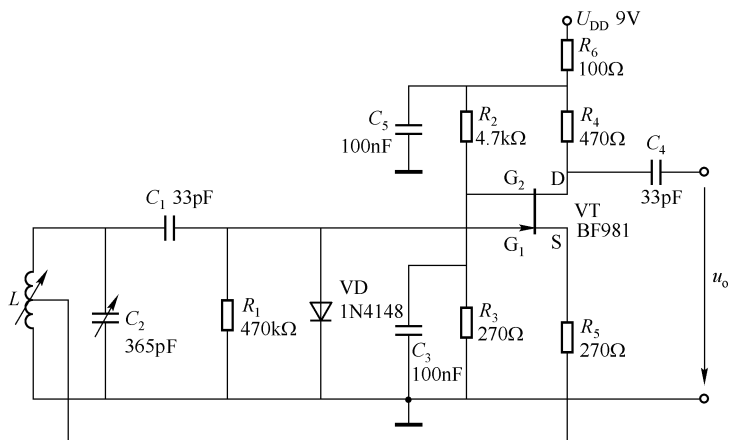


图 7.6 双栅 MOS 管哈特莱振荡器

电阻 R_2 与 R_3 为栅极 2 (G_2) 提供 $1/2$ 电源电压的电位；输出从漏极引出； R_6 、 C_5 组成退耦电路； C_3 的作用是保障 G_2 的 RF (射频) 电位为零。

元器件的选择方法如下：

- ① 双栅管可选择 BF981/BF992 或 3SK101/3SK103 等。
- ② 可调电容 C_2 选择单联空气介质电容器，容量为 $10 \sim 365\text{pF}$ 。
- ③ 振荡线圈 L 可自制 (可参考第五章第二节的相关内容)。
- ④ 如果振荡不正常或不振荡，应适当提高源极电阻 R_5 的值。

第八章 RC 有源滤波器实用电路设计

RC 有源滤波器的功能是，让需要的频段信号通过，而让其余频段的信号加以抑制或衰减，因此又叫有源选频电路。有源滤波器广泛应用于通信、测量、控制系统、音响系统中。

RC 有源滤波器具有以下优点：

- ① 不用电感元件，体积小、质量轻，克服了电感元件引起的非线性、磁场屏蔽、损耗大的缺陷。
- ② 由于采用运算放大器，其增益高、输入阻抗高、输出阻抗低，因此具有一定的增益和缓冲作用。

RC 有源滤波器的缺点是，由于运放的带宽有限，所以绝大部分只适于在中频工作。

RC 有源滤波器包括低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器和移相滤波器。

第一节 低通滤波器实用电路设计

一、低通滤波器的基本特性

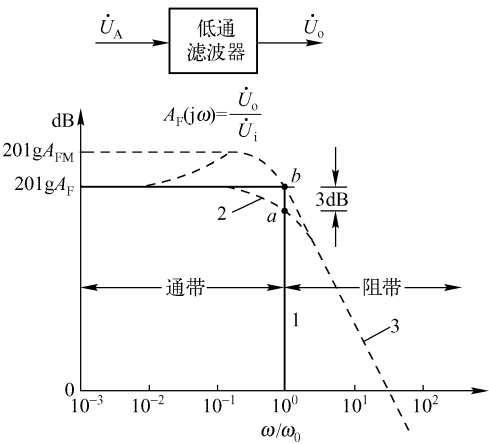
低通滤波器只能使低频信号通过，使高频信号衰减或抑制。低通滤波器的电压传递函数为

$$A_F(j\omega) = \dot{U}_o / \dot{U}_i = A_F(\omega) / \angle \varphi_F(\omega) \quad (8.1)$$

图 8.1 所示为低通滤波器的特性。通过 $0 \sim \omega_0$ 信号的带宽叫做滤波器的通带，不能通过 $\omega > \omega_0$ 的频段叫做阻带。图中无共振峰的曲线 2，其增益下降 3dB ($A_F/\sqrt{2}$) 对应的频率为截止频率，用 ω_0 或 f_0 表示，如 a 点所示。对于有共振峰的曲线 3，其截止频率规定为幅频特性从峰值 A_{FM} 回到起始值 A_F 时的频率，如 b 点所示。

二、一阶低通滤波器

一阶低通滤波器的电路如图 8.2 (a) 所



1—理想特性 2、3—实际特性

图 8.1 低通滤波器的特性

示, 图 (b) 为其幅频特性。该电路是一个反相放大器, 其幅频特性为

$$A_F = \dot{U}_o / \dot{U}_i = -Z_F / Z_i = \left(R_F // \frac{1}{j\omega C_F} \right) / R_F = A_F / \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (8.2)$$

式中, $\omega_0 = 1/(R_F C_F)$ 或 $f_0 = 1/(2\pi R_F C_F)$; $A_F = -R_F/R_i$ 。

其幅频特性与相频特性分别为

$$A_F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}}, \varphi(\omega) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_0}$$

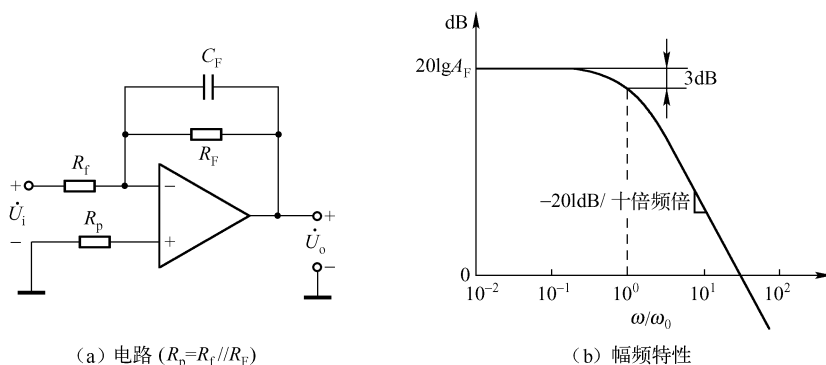


图 8.2 一阶低通滤波器

电路设计的要素有:

- ① 根据需要确定 f_0 , 指定 C_F , 计算 $R_F = \frac{1}{2\pi C_F f_0}$ 。
- ② 根据需要确定反馈放大倍数 A_F , 再计算 R_i , 即 $R_i = \frac{R_F}{A_F}$ 。
- ③ 计算同相电阻 R_2 , $R_2 = R_i // R_F$ (目的是使运算放大器内两差动管的输入偏流接近相等)。运算放大器选择通用型高增益的运放即可。

电路的缺点是, 阻带区衰减太慢, 衰减斜率仅为 $-20\text{dB}/\text{十倍频程}$, 适用于要求不高的场合。

【设计举例 1】 设计一个截止频率为 5Hz , 增益为 10 的单极点一阶低通滤波器。

① $f_0 = 5\text{Hz}$, 取 $C_F = 1\mu\text{F}$, 则 $R_F = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 10^{-6} \times 5} \Omega = 31.8\text{k}\Omega$, 取标称值 $R_F = 33\text{k}\Omega$ 。

② 又 $A_F = 10$, 所以 $R_i = \frac{31.8}{10} \text{k}\Omega = 3.18\text{k}\Omega$, 取标称值 $R_i = 3.3\text{k}\Omega$ 。

③ $R_2 = 33\text{k}\Omega // 3.3\text{k}\Omega = 3\text{k}\Omega$ 。

④ 选用通用 III 型运放即可, 如 $\mu\text{A}741$ 、F007、TL081 等。

【设计举例 2】 有一合成信号为 $u_1(t) = (A\cos 10^{-3}t + B\cos 10^3t)\text{V}$, 试设计一个时间常数 $\tau = 1\text{s}$ 的一阶 RC 低通滤波器, 使其只能得到 $\omega = 10^{-3}\text{rad/s}$ 的信号, 抑制高频信号。

一阶低通 RC 滤波器的传递函数为

$$A_F(\omega) = -\frac{R_F/R_i}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

令 $R_F/R_f = 1$, 则

$$A_F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \angle -\arctan \frac{\omega}{\omega_0}$$

由 $\tau = RC$, $\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC} = 1$, $\varphi(\omega) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_0}$ 可得

$$A_F(\omega_1) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{0.001}{1}\right)^2}} = 0.9999995 \approx 1$$

$$\varphi(\omega_1) = -\arctan \frac{0.001}{1} = -0.05730^\circ$$

$$A_F(\omega_2) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1000}{1}\right)^2}} \approx 0.000999 \approx 0.001$$

$$\varphi(\omega_2) = -\arctan \frac{1000}{1} = 89.94^\circ$$

所以通过一阶 RC 低通网络后的电压信号为

$$u_2(t) = [0.9999995 \cos(10^{-3}t - 0.0573^\circ) + 0.000999 \cos(10^{-3}t - 89.94^\circ)] \text{ V} \\ \approx \cos(10^{-3}t - 0.0573^\circ) \text{ V}$$

可见, 频率为 $\omega = 10^3 \text{ rad/s}$ 的高频信号幅值 $B(0.001 \text{ V})$ 大大衰减。

由于 $RC = 1 \text{ s}$, 取 $C = 1 \mu\text{F}$, 则 $R = \frac{1}{C} = \frac{1}{1 \times 10^{-6}} \Omega = 1 \text{ M}\Omega$

三、二阶低通滤波器的设计

用二阶低通滤波器可增加阻带区的衰减速度, 在阻带区能提供 $-40\text{dB}/十倍频程$ 的衰减。

二阶低通滤波器的电路如图 8.3 (a) 所示, 幅频特性如图 8.3 (b) 所示, 幅频特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{A_F}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + j2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$

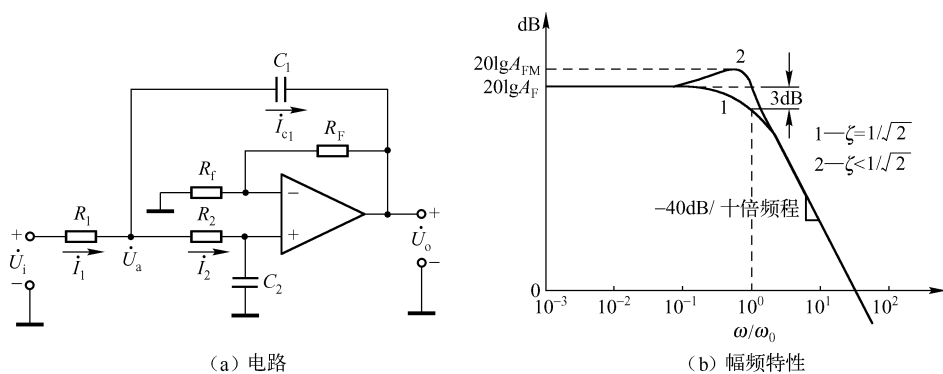


图 8.3 二阶低通滤波器

幅值为

$$A_F(\omega) = \frac{A_F}{\sqrt{\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right)^2 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]}}$$

相频特性为

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

其中, $A_F = 1 + R_F/R_f$ 为同相放大器的增益; ω_n 为滤波网络的固有角频率, 有

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8.3)$$

$$\zeta \text{ 为二阶系统的阻尼比, } \zeta = \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} - (A_F - 1) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \right].$$

在应用中, 一般取 $\zeta \leq 1/\sqrt{2}$ 。当 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时, 幅频特性将出现共振峰, 见图 8.3 (b) 中的曲线 2。

$\zeta = 1/\sqrt{2}$ 和 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时的幅频特性分别见图 8.3 (b) 中的曲线 1 和曲线 2。

共振峰所对应的峰值角频率 ω_p 和固有频率 ω_n 的关系为

$$\omega_p = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$$

峰值角频率所对应的最大幅值为

$$A_{FM} = A_F(\omega_p) = \frac{A_F}{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

上述表明, 二阶低通滤波器的各项性能主要由阻尼比 ζ 和固有角频率 ω_n 决定。

当 $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 时, 其截止角频率为 ω_n , 即 $\omega_0 = \omega_n$; 当 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时, 其截止角频率为 $\omega_0 = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$, 此时的截止角频率是幅频特性从峰值回到起始值的角频率。

ζ 不仅决定了角频率的大小, 而且还决定了峰值 A_{FM} 和起始值 A_F 的差值, 它们的分贝值之差为

$$20\lg A_{FM} - 20\lg A_F = 20\lg \frac{A_{FM}}{A_F} = 20\lg \frac{1}{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

由该式和 $\omega_0 = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$ 可得出 ζ 值与 $20\lg \frac{A_{FM}}{A_F}$ 及 ω_0 的关系, 见表 8.1。

表 8.1 当 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时, 二阶低通滤波器的各参数关系

ζ	$20\lg \frac{A_{FM}}{A_F}/\text{dB}$	ω_0	
		二阶低通	二阶高通
0.5792	0.500	$0.8114\omega_n$	$1.234\omega_n$
0.5774	0.512	$0.8165\omega_n$	$1.226\omega_n$
0.5227	1.000	$0.9525\omega_n$	$1.051\omega_n$
0.5000	1.248	ω_n	ω_n
0.4434	2.000	$1.102\omega_n$	$0.9074\omega_n$
0.3832	3.000	$1.188\omega_n$	$0.8418\omega_n$

1. 设计步骤

- ① 确定所需滤波器的主要技术指标 A_F 、 ω_n 、 ζ 和精度。
- ② 选择滤波器电路。
- ③ 列出传递函数, 分析频率特性。
- ④ 计算电路元器件的参数。
- ⑤ 简单的误差计算和分析。
- ⑥ 校核/调试电路。

2. 详细设计步骤

- ① 选择图 8.3 (a) 所示二阶低通滤波器电路。
- ② 给定 A_F 、 ω_n 和 ζ 的数值。
- ③ 确定电容 C_2 与 C_1 之比值 $a = C_2/C_1$ 。 a 必须满足 $a \leq (A_F - 1 + \zeta^2)$, 一般取 a 为整数。
- ④ 选择 C_1 尽量为标称值。 C_1 的选择与频率有关。表 8.2 和表 8.3 分别列出了 $A_F = 1 \sim 10$ 和 $A_F = 10 \sim 100$ 的范围内, f_0 与 C_1 的对应值。这两个表对二阶低通滤波器的设计很有帮助。

表 8.2 频率 f_0 与电容 C_1 的对应值 ($A_F = 1 \sim 10$)

f_0/Hz	$C_1/\mu\text{F}$	f_0/Hz	C_1/pF
1 ~ 10	20 ~ 1	$10^3 \sim 10^4$	$10^4 \sim 10^3$
10 ~ 10^2	1 ~ 0.1	$10^4 \sim 10^5$	$10^3 \sim 10^2$
$10^2 \sim 10^3$	0.1 ~ 0.01	$10^5 \sim 10^6$	$10^2 \sim 10$

表 8.3 频率 f_0 与电容 C_1 的对应值 ($A_F = 10 \sim 100$)

f_0/Hz	$C_1/\mu\text{F}$	f_0/Hz	C_1/pF
1 ~ 10	1.0 ~ 0.1	$10^3 \sim 10^4$	1000 ~ 300
10 ~ 10^2	0.01 ~ 0.03	$10^4 \sim 10^6$	100 ~ 10
$10^2 \sim 10^3$	0.01 ~ 0.001	$10^5 \sim 10^6$	10 ~ 几 pF

- ⑤ 按下面的公式计算 C_2 、 R_2 和 R_1 。

$$C_2 = aC_1, R_2 = \frac{\zeta}{aC_1\omega_n} \left(1 + \sqrt{\frac{A_F - 1 - a}{\zeta^2}} \right), R_1 = \frac{1}{aC_1\omega_n^2 R_2}。$$

- ⑥ 确定 R_f 和 R_F 。 R_f 和 R_F 应满足下列要求:

$$A_F = 1 + R_F/R_f, R_1 + R_2 = R_f // R_F$$

即

$$R_F = A_F(R_1 + R_2), R_f = \frac{R_F}{A_F - 1}$$

- ⑦ 选择运算放大器。选择开环增益 A_0 , 增益-带宽积 $GB = A_0\omega_0$, 输入电阻 R_i 符合要求的运放, 一般应使 $A_0 \gg A_F$, f (运放的带宽) $\gg f_0$ (低通的截止频率)。

- ⑧ 校核所选定的 R_1 、 R_2 、 R_F 、 R_f 、 C_1 和 C_2 是否合理, 如不合理另选一组参数, 直到符合要求为止。

⑨ 搭接电路进行实验。

3. 二阶低通滤波器的优点

① 根据式 (8.3), 按比例同时增大或减小 R_1 和 R_2 , 可调节 ω_n 而不影响 ζ 。

② 改变 A_F (即 R_F 和 R_f) 可调节 ζ 而不影响 ω_n 。

【设计举例 1】

试设计一个低通滤波器, 使其满足 $A_F = 10$, $f_n = 1000\text{Hz}$, $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

设计步骤如下:

① 因为 $\zeta = 1/\sqrt{2}$, 所以其幅频特性无共振峰, 因此, 截止频率为 $f_0 = f_n = 1000\text{Hz}$ 。

② 取 $a = 2$, 由表 8.3 可查出, 当 $f_0 = 1000\text{Hz}$ 时选 $C_1 = 0.01\mu\text{F}$, 则 $C_2 = aC_1 = 0.02\mu\text{F}$, 于是

$$R_2 = \frac{\zeta}{aC_1\omega_n} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{A_F - 1 - a}{\zeta^2}} \right) = \frac{1/\sqrt{2}}{2 \times 0.01 \times 10^{-6} 2\pi \times 1000} \times \left(1 + \sqrt{1 + \frac{10 - 1 - 2}{(1/\sqrt{2})^2}} \right) \Omega = 27.4\text{k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{1}{aC_1^2\omega_n^2 R_2} = \frac{1}{2 \times (0.01 \times 10^{-6})^2 \times (2\pi \times 1000)^2 \times 27.4 \times 10^3} \Omega = 4.62\text{k}\Omega$$

选标称值电阻 $R_1 = 4.7\text{k}\Omega$, $R_2 = 27\text{k}\Omega$ 。

③ $R_F = A_F(R_1 + R_2) = 10 \times (4.7 \times 27)\text{k}\Omega = 317\text{k}\Omega$, 选标称值电阻 $R_F = 330\text{k}\Omega$ 。

$$R_f = \frac{R_F}{A_F - 1} = \frac{330}{10 - 1}\text{k}\Omega = 36.7\text{k}\Omega$$

选标称值电阻 $R_f = 36\text{k}\Omega$ 。

④ 校验。根据所选定的 C_1 、 C_2 、 R_1 和 R_2 计算 f_0 。

$$f_0 = f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4.7 \times 10^3 \times 27 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6} \times 0.02 \times 10^{-6}}} \text{Hz} = 999.5\text{Hz}$$

接近要求的 $f_n = 1000\text{Hz}$ 的固有频率。

若所选择的元器件误差都在 $\delta = \pm 5\%$, 则低通滤波器的截止频率范围为

$$f_0 = 999.5 \sqrt{\frac{1}{1 + 4\delta}} \text{Hz} = (912 \sim 1117) \text{Hz}。$$

若选用 1% 误差的阻容元件, 则 $f_0 = (980 \sim 1020) \text{Hz}$ 。

可见, 以上设计基本符合要求。

⑤ 选择运算放大器。通用Ⅲ型运放的开环增益 A_0 一般在 $80 \sim 100\text{dB}$ (即 $10^4 \sim 10^5$ 倍), 远满足 $A_0 \gg A_F$ 的条件, 3dB 带宽一般可达 1MHz 。这样的运放比较容易选择, 如 $\mu\text{A}741$ 、 $\text{LM}101\text{A}$ 、 $\text{F}007$ 等均满足要求。

本例设计电路如图 8.4 所示。

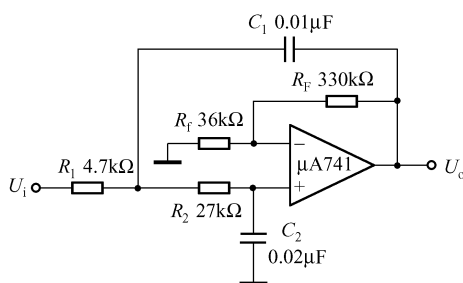


图 8.4 二阶低通滤波器的设计电路

【设计举例 2】 试设计一个低通滤波器，要求 $A_F = 10$ ， $f_n = 1000\text{Hz}$ ， $\zeta = 0.5$ 。

设计过程如下：

因为 $\zeta = 0.5 < 1/\sqrt{2}$ ，所以它的幅频特性有共振峰。由表 8.1 可知，这是一个 $20\lg \frac{A_{FM}}{A_F} =$

1. 248dB 的低通滤波器，其截止频率 $f_0 = f_n = 1000\text{Hz}$ 。

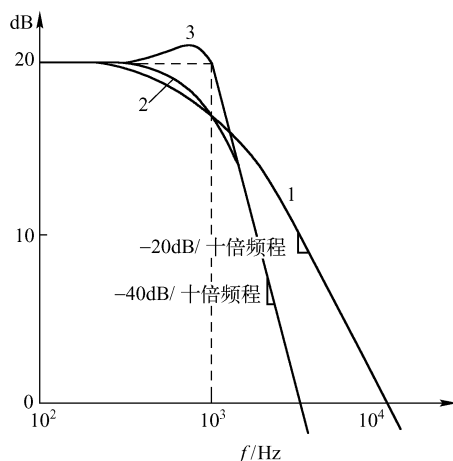
取 $a = 2$ ，由表 8.2 选 $C_1 = 0.01\mu\text{F}$ ，则 $C_2 = aC_1 = 0.02\mu\text{F}$ 。

经计算， $R_2 = 25.4\text{k}\Omega$ ， $R_1 = 4.98\text{k}\Omega$ ，取标称值 $R_2 = 24\text{k}\Omega$ ， $R_1 = 5.1\text{k}\Omega$ 。

计算反馈元件： $R_F = A_F(R_1 + R_2) \approx 300\text{k}\Omega$ ， $R_f = \frac{R_F}{A_F - 1} \approx 33\text{k}\Omega$ 。

$f_0 = 1000\text{Hz}$ 的幅频特性如图 8.5 所示。由图可见，二阶低通比一阶低通更接近理想特性。在二阶低通中， $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 时通带较宽，增益平直； $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时，通带较窄，但阻带衰减较快。

若需要更高阶的低通滤波器，可用两个以上的二阶滤波器串联，得到四阶以上的低通滤波器。



1—一阶低通滤波器 2— $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 的二阶低通滤波器 3— $\zeta = 1/2$ 的二阶低通滤波器

图 8.5 $f_0 = 1000\text{Hz}$ 的低通滤波器幅频特性

第二节 高通滤波器实用电路设计

一、高通滤波器的基本特性

高通滤波器是通过高频信号,衰减低频信号的装置或电路。高通滤波器的理想特性与实际特性如图 8.6 所示。通带与阻带以 ω_0 为界, $\omega > \omega_0$ 为通带, $0 \sim \omega_0$ 为阻带。对于通带中没有共振峰的特性曲线 2, 规定比 $20\lg A_F$ 低 3dB 所对应的频率为截止频率, 如图中 a 点所示。对于通带中有起伏的特性曲线 3 而言, 规定通带中的波动起点为截止频率, 如图中 b 点所示。由于运放的带宽有限, 实际特性在频率的高端将衰减。

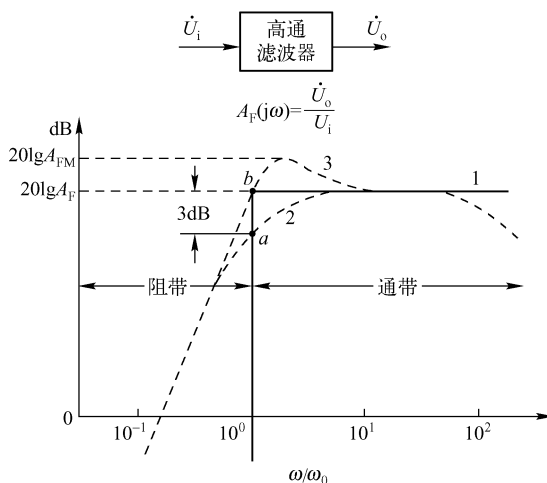


图 8.6 高通滤波器的特性

1—理想特性 2、3—实际特性

二、一阶高通滤波器

一阶高通滤波器的电路及其幅频特性如图 8.7 所示。电路的形式和运放微分器完全相同, 但它们的电路参数不同。图中, $Z_F = R_F$, $Z_i = R_i + 1/(j\omega C_i)$, 其幅频特性为

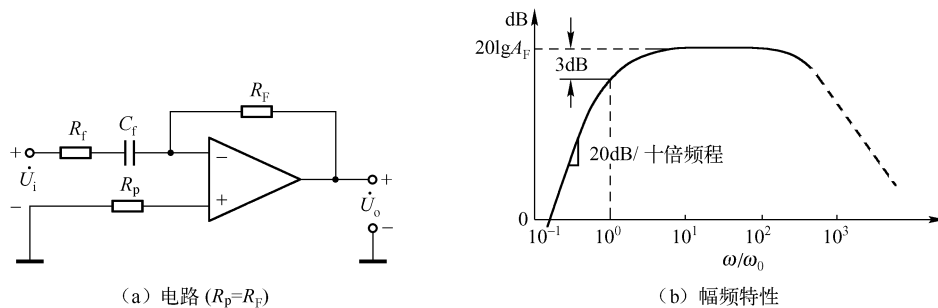


图 8.7 一阶高通滤波器

$$A_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{Z_F}{Z_f} = -\frac{j\omega R_F C_f}{1 + j\omega R_f C_f} = -\frac{R_F/R_f}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}}$$

式中, $\omega_0 = \frac{1}{R_f C_f}$ 或 $f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$ 。其中, f_0 为截止频率; ω_0 为截止角频率。

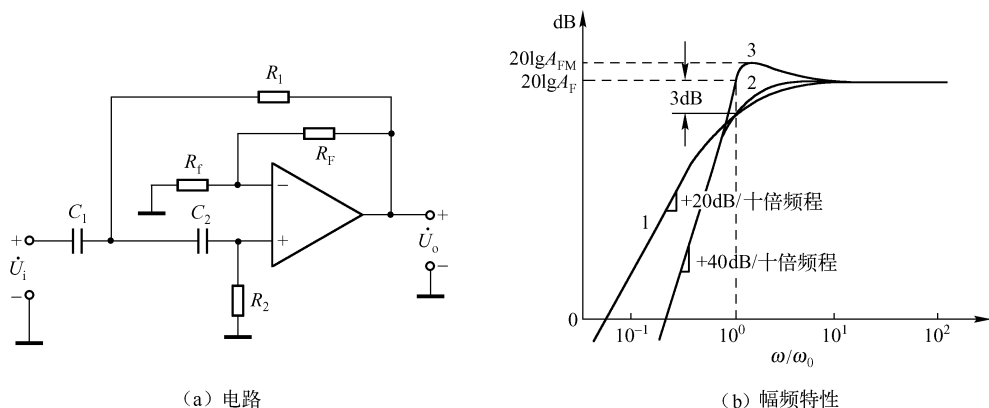
一阶高通滤波器的直流增益为 $A_F = -\frac{R_F}{R_f}$ 。电路的幅频特性与相频特性分别为

$$A_F(\omega) = \frac{A_F}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}, \quad \varphi(\omega) = -\arctan \frac{\omega_0}{\omega}$$

由于一阶高通滤波器的阻带特性差, 仅适用于要求不高的场合。

三、二阶高通滤波器的设计

二阶高通滤波器能电路及其幅频特性如图 8.8 所示。二阶高通滤波器能提高阻带区频率特性的上升速度, 能提供 40dB/十倍频程的正斜率。在电路的形式上, 把二阶低通滤波器中电阻、电容的位置互换, 即构成二阶高通滤波器。



1——一阶高通滤波器 2— $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 的二阶高通滤波器 3— $\zeta = 1/2$ 的二阶高通滤波器

图 8.8 二阶高通滤波器

二阶高通滤波器的频率特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2 - j2\zeta \frac{\omega_n}{\omega}}$$

其幅频特性和相频特性分别为

$$A_F(\omega) = \frac{A_F}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta \frac{\omega_n}{\omega}\right)^2}}, \quad \zeta(\omega) = -\arctan \frac{2\zeta \frac{\omega_n}{\omega}}{1 - \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2}$$

其中

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_f}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1 - A_F) \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \right]$$

在二阶高通滤波器中, 常使 $C_1 = C_2 = C$, 则以上几式可简化为

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_f}$$

$$\omega_n = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \frac{1}{2} (1 - A_F) \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

二阶高通滤波器的阻尼比一般取 $\zeta \leq 1/\sqrt{2}$ 。当 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时, 幅频特性出现共振峰, 共振峰的频率为 $\omega_p = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \zeta^2}}$ 。

由此可见, 二阶高通滤波器的各项性能主要由阻尼比 ζ 和固有频率 ω_n 决定。

图 8.8 (b) 给出了 $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 和 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ (按 $\zeta = 1/2$ 给出) 的一阶高通和二阶高通的特性。由图可见, 当 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时, 谐振特性有共振峰, 其截止角频率为 $\omega_0 = \frac{\omega_n}{\sqrt{2(1 - \zeta^2)}}$ 。它的

的 $20 \lg \frac{A_{FM}}{A_F}$ 与 ζ 的关系可由表 8.1 查出。

1. 设计步骤

① 给定已知条件: A_F 、 ω_n 和 ζ 。

② 按电容器的标称值选择电容 $C_1 = C_2 = C$, 在 $A_F = 1 \sim 10$ 的范围内根据截止频率 f_0 由表 8.2 选择 $C_1 (C_2)$ 。

③ 计算 R_1 、 R_2 , 即

$$R_1 = \frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 + 2(A_F - 1)}}{2\omega_n C}$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_n^2 C^2 R_1}$$

④ 确定 R_f 和 R_F 。由 $A_F = 1 + R_F/R_f$ 和 $R_2 = R_f/R_F$ 得

$$R_F = A_F R_2, \quad R_f = \frac{R_F}{A_F - 1}$$

⑤ 将 C_1 、 C_2 、 R_1 和 R_2 选定的标称值代入式 (8.4) 和式 (8.5), 即

$$f_n = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} \quad (8.4)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \frac{1}{2} (1 - A_F) \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (8.5)$$

校验计算出的 f_n 值和给定的 $f_n(\omega_n)$ 值的误差范围, 及计算出的 ζ 值和给定的 ζ 值之差。

⑥ 选择运算放大器。

2. 二阶高通滤波器的优点

① 按比例同时增大或减小 R_1 和 R_2 , 可调节 ω_n 而不影响 ζ 。

② 改变 A_F (即改变 R_F 和 R_f) 可调节 ζ 而不影响 ω_n 。

3. 二阶高通滤波器设计举例

试设计一个二阶高通滤波器, 要求 $A_F = 2$, $\omega_n = 55800 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0.55$ 。

设计步骤如下:

① 确定 C_1 、 C_2 。注意, 不能按 $f_n = \omega_n / (2\pi) = 8885 \text{ Hz}$ 去查表 8.2 来确定 C 值, 因为 $\zeta = 0.55 < 1/\sqrt{2}$, 这时, 截止频率 f_0 和固有频率 f_n 不等, f_0 与 f_n 的关系应由 $\omega_0 = \frac{\omega_n}{\sqrt{2(1-2\zeta^2)}}$ 来确定, 故有

$$f_0 = \frac{55800}{2\pi \sqrt{2(1-2 \times 0.55^2)}} \text{ Hz} \approx 10 \text{ kHz}$$

查表 8.2 得 $C_1 = 1000 \text{ pF}$, 取 $C_1 = C_2 = 1000 \text{ pF}$ 。

② 计算 R_1 、 R_2 。

$$R_1 = \frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 + 2(A_F - 1)}}{2\omega_n C} = \frac{0.55 + \sqrt{0.55^2 + 2 \times (2 - 1)}}{2 \times 55800 \times 1000 \times 10^{-12}} \Omega = 18.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_n^2 C^2 R_1} = \frac{1}{(55800)^2 \times (1000 \times 10^{-12})^2 \times 18.5 \times 10^3} \Omega = 17.4 \text{ k}\Omega$$

取标称值, 即 $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$ 。

③ 计算 R_F 、 R_f 。

$$R_F = A_F R_2 = 2 \times 18 \text{ k}\Omega = 36 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = \frac{R_F}{A_F - 1} = \frac{36}{2 - 1} \text{ k}\Omega = 36 \text{ k}\Omega$$

取标准值 $R_F = 36 \text{ k}\Omega$, $R_f = 36 \text{ k}\Omega$

④ 根据计算出的 R_1 、 R_2 和 C 值校验 ω_n 、 ζ 。

$$\omega_n = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} = \frac{1}{1000 \times 10^{-12}} \times \sqrt{\frac{1}{18 \times 10^3 \times 18 \times 10^3}} \text{ rad/s} = 55556 \text{ rad/s}$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \frac{1}{2}(1 - A_F) \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \sqrt{\frac{18}{18}} + \frac{1}{2}(1 - 2) \sqrt{\frac{18}{18}} = 0.5$$

因为 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 既决定了 ω_n 值又决定了 ζ 值, 所以若重新选择其数值, 不一定能同时满足 $\omega_n = 55800 \text{ rad/s}$ 和 $\zeta = 0.55$ 。若非批量生产, 此时可采用电阻串联的方法来满足 $R_1 = 18.5 \text{ k}\Omega$ 和 $R_2 = 17.4 \text{ k}\Omega$ 。

将 $R_1 = 18.5 \text{ k}\Omega$ 和 $R_2 = 17.4 \text{ k}\Omega$ 代入 ω_0 和 ζ 的表达式中, 得 $\omega_n = 557400 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0.545$, 与给定值基本一致。因此, 可取 $R_1 = 18.5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 17.4 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 1000 \text{ pF}$ 来组装非批量生产电路。

⑤ 选择运算放大器。选择 3dB 带宽较宽、转换速率 SR 较高的运放即可。转换速率 SR 由下式确定：

$$SR = 2\pi f U_{om}$$

式中， U_{om} 为运放输出电压的幅值。

因此，输出信号允许的最高频率为 $f_{max} = SR / (2\pi f U_{om})$ 。

当输入信号频率较高、幅值较大时，应选择 SR 较高的运放。本例拟选择 LM101，其 $SR = 2V/\mu s$ 。若输入信号的幅值 $U_{im} = 1V$ ，则 $U_{om} = A_F U_{im} = 2V$ 于是，

$$f_{max} = SR / (2\pi f U_{om}) = 2Hz / (2\pi \times 2 \times 10^6) = 160kHz > f_0 = 10kHz$$

若 $U_{om} = 10V$ ，则

$$f_{max} = 2Hz / (2\pi \times 2 \times 10^6) = 31.8kHz > f_0 = 10kHz$$

也就是说，即使输出幅值达 10V，LM01 也能满足要求，因此选 LM318、MA772、TL081 等也可以。

如果选择 $\mu A741$ ，其 $SR = 0.5V/\mu s$ ，输入信号的幅值为 5V，就不满足要求。

第三节 带通滤波器设计

一、基本特性

带通滤波器是用来通过某一频段的信号，并将此频带两端以外的信号加以抑制或衰减的器件。带通滤波器的特性如图 8.9 所示。

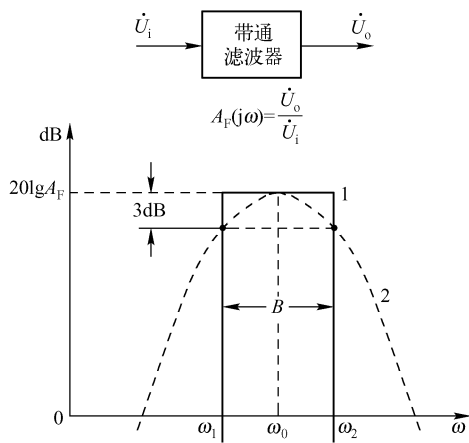


图 8.9 带通滤波器的特性

带通滤波器通过频段的宽度叫频带宽度，简称带宽或频宽，用字母 B 表示；频带中点所在的角频率叫做中心角频率，用 ω_0 表示；带通滤波器的品质因数 Q 可表示为

$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1}$$

可见， B 越窄， Q 越高，表示带通滤波器的选择性越好。理想带通特性在频带以外的增益为零。实际滤波器特性以低于最大幅度 3dB 所对应的高、低频率之差定义为频宽，由图 8.9 可得

$$B = \omega_2 - \omega_1, \quad \omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2).$$

二、简单二阶带通滤波器

简单二阶带通滤波器由一个运算放大器和 RC 网络组成，如图 8.10 (a) 所示，图 (b) 是它的幅频特性。这是一个多回路结构的带通滤波器，其优点是元器件少，输出阻抗低，品质因数可达 20 左右，因此获得广泛的应用。

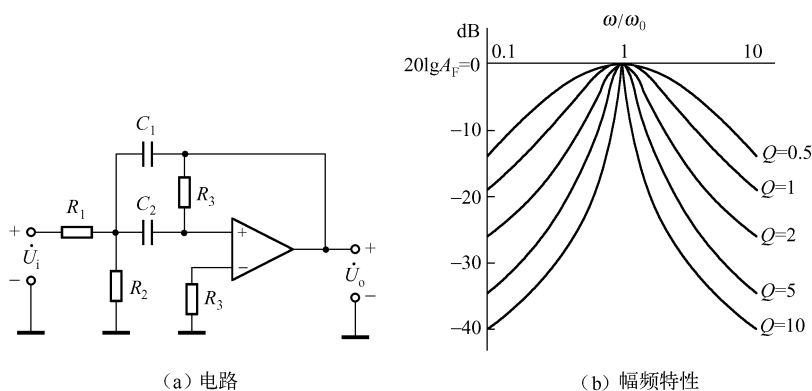


图 8.10 简单二阶带通滤波器

图 8.10 所示带通滤波器的频率特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{-A_F}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

其幅频和相频特性分别为

$$A_F(\omega) = \frac{A_F}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}, \quad \varphi_F(\omega) = -\pi - \arctan\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

其中

$$A_F = \frac{R_3}{R_1\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

$$Q = \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} \left/ \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \right.$$

实际应用中, 常取 $C_1 = C_2 = C$, 以上三式可简化为

$$A_F = \frac{R_3}{2R_1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

可以看出, 二阶带通滤波器的性能主要取决于品质因数 Q 和中心角频率 ω_0 。其特点是:

① 调节 R_3 可改变 Q 值, 但同时影响 ω_0 。

② 调节 C 可改变 ω_0 。

对于二阶带通滤波器, Q 值对元器件参数的误差十分灵敏, 故 Q 不宜选得过高, 一般情况下, 以 $Q \leq 10$ 为宜。

在图 8.10 (b) 所示的幅频特性中, 所有曲线的 A_F 都相同, Q 值越大选择性越好。

三、设计步骤

① 根据需要给定 A_F 、 ω_0 和 Q 或 B 。

② 在 $A_F = 1 \sim 10$ 范围内, 根据中心频率 f_0 , 按表 8.2 或表 8.3 选择 $C_1 = C_2 = C$ 的值。

③ 按下列公式计算 RC 网络的参数值:

$$R_1 = \frac{Q}{A_F \omega_0 C}, R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - A_F) \omega_0 C}, R_3 = \frac{2Q}{\omega_0 C}$$

④ 校验由 R_1 、 R_2 、 R_3 和 C 值计算出的中心频率 f_0 与给定的中心频率 f_0 , 及由 R_1 、 R_2 、 R_3 值计算出的 Q 值与给定 Q 值的误差。如相差不大, 可确定这些参数; 如误差过大, 则需重新计算, 选定阻容参数。

⑤ 选择运算放大器 (略)。

【设计举例 1】 试设计一个二阶带通滤波器, 要求 $A_F = 10$, $Q = 10$, $f_0 = 1000\text{Hz}$ 。

① 由 $f_0 = 1000\text{Hz}$, 查表 8.3 得 $C_1 = C_2 = C = 0.01\mu\text{F}$ 。

② 计算 R_1 、 R_2 和 R_3 。

$$R_1 = \frac{Q}{A_F \omega_0 C} = \frac{10}{2\pi \times 10 \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}} \Omega = 15.9\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - A_F) \omega_0 C} = \frac{10}{2\pi(2 \times 10^2 - 10) \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}} \Omega = 838\Omega$$

$$R_3 = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{2 \times 10}{2\pi \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}} \Omega = 318\text{k}\Omega$$

取标称值, $R_1 = 16\text{k}\Omega$, $R_2 = 820\Omega$, $R_3 = 330\text{k}\Omega$ 。

③ 校验。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} = \frac{1}{2\pi \times 0.01 \times 10^{-6}} \times \sqrt{\frac{1}{330 \times 10^3} + \left(\frac{1}{16 \times 10^3} + \frac{1}{820} \right)} \text{Hz} \approx 992\text{Hz}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} = \frac{1}{2} \times \sqrt{330 \times 10^3 \times \left(\frac{1}{16 \times 10^3} + \frac{1}{820} \right)} = 10.3$$

$$A_F = \frac{R_3}{2R_1} = \frac{330}{2 \times 16} \approx 10.3$$

可见, 所设计的参数基本满足要求。

④ 运放的选择 (略)。

【设计举例 2】 试设计一个二阶带通滤波器, 使 $A_F = 50$, $Q = 10$, $f_0 = 100\text{Hz}$ 。

① 确定 $C_1 = C_2 = C$ 。查表 8.3, 取 $C_1 = C_2 = C = 0.1\mu\text{F}$ 。

② 确定 R_1 、 R_2 和 R_3 。经计算, 得 $R_1 = 3.18\text{k}\Omega$, $R_2 = 1.06\text{k}\Omega$, $R_3 = 318\text{k}\Omega$ 。取标称值, $R_1 = 3.3\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$, $R_3 = 330\text{k}\Omega$ 。

③ 标验。经计算得 $f_0 = 89\text{Hz}$, $Q = 10.4$, $A_F = 50$ 。 f_0 偏离要求值 (100Hz) 较大, 故应重新设计。

若取 $C = 91\text{nF}$, $R_1 = 3\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$, $R_3 = 330\text{k}\Omega$, 则 $f_0 = 98\text{Hz}$, $Q = 10.5$, $A_F = 55$ 。

若取 $C = 91\text{nF}$, $R_1 = 3.3\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$, $R_3 = 330\text{k}\Omega$, 则 $f_0 = 103\text{Hz}$, $Q = 10.4$, $A_F = 50$ 。

对上面的三组数据进行综合分析, 应选择 $C = 91\text{nF}$, $R_1 = 3.3\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_3 = 330\text{k}\Omega$ 。

④ 运放的选择 (略)。

四、高 Q 二阶带通滤波器的设计

1. 电路分析

前面介绍的二阶带通滤波器的设计主要适用于低 Q 值 ($1 \sim 10$)。为了提高 Q 值, 可在图 8.10 (a) 所示电路的基础上增加一级反相运放电路, 并用 R_3 引入正反馈, 可把 Q 值提高到 50 左右, 电路如图 8.11 所示。

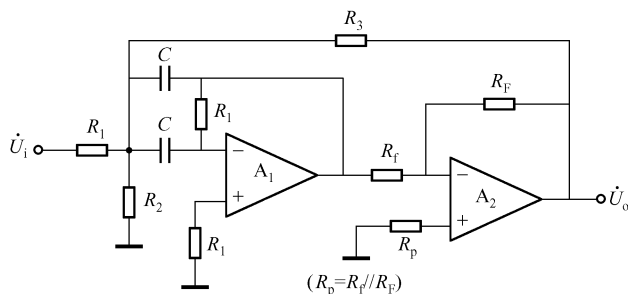


图 8.11 高 Q 二阶带通滤波器

在高 Q 带通滤波器中, A_1 为一般的二阶带通, A_2 为反比例运算放大器。 A_1 的输出与输入反相, A_2 的输出和输入同相, 因此, 通过 R_3 实现了正反馈。

电路的频率特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{A_F}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

其幅频特性与相频特性分别为

$$A_F(\omega) = \frac{A_F}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}, \quad \varphi(\omega) = -\arctan\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

其中

$$A_F = \frac{R_3 R_F / R_f}{2R_3 - R_1 R_F / R_f}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}$$

$$Q = \frac{R_3}{2R_3 - R_1 R_F / R_f} \sqrt{R_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}$$

可以看出:

① 改变 C 值可调节 ω_0 即 f_0 。

② 改变 R_F/R_f 之比可调节 Q (A_F 不做限定)。

调 Q 和调 ω_0 互不影响, 这是该滤波电路的优点。

2. 高 Q 二阶带通滤波器设计步骤

- ① 给定 A_F 、 ω_0 和 Q (或 B)。
- ② 根据中心频率 f_0 的大小查表 8.2 (或表 8.3), 初选 C 的标称值。
- ③ 初选 R_F/R_f , 一般使 $R_F/R_f < 10$ 并满足 $R_F/R_f < 2A_F$ (确保 R_3 为正值)。
- ④ 计算 R_1 、 R_2 和 R_3 , 即

$$R_1 = \frac{Q}{A_F \omega_0 C} \frac{R_F}{R_f}$$

$$R_3 = \frac{Q(R_F/R_f)^2}{\omega_0 C(2A_F - R_F/R_f)}$$

$$R_2 = \frac{1}{R_1 \omega_0^2 C^2 - \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}\right)}$$

- ⑤ 校验由 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_F 、 R_f 和 C 计算出的 ω_0 、 Q 与给定值的误差。
- ⑥ 选择运放。

【设计举例】 试设计一个 $Q=50$ (高 Q 值), $A_F=5$, $f_0=1000\text{Hz}$ 的二阶带通滤波器。设计步骤如下:

- ① 由 $f_0=1000\text{Hz}$, 查表 8.2, 初选 $C=0.01\mu\text{F}$ 。
- ② 取 $R_F/R_f=1$, 它满足 $R_F/R_f=1 < 2A_F=10$; 选择 $R_F=36\text{k}\Omega$, $R_f=36\text{k}\Omega$ 。
- ③ 计算 R_1 、 R_2 和 R_3 。

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi A_F f_0 C} \frac{R_F}{R_f} = \frac{50}{2\pi \times 5 \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}} \times \frac{36}{36} \Omega = 159.2\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_1=160\text{k}\Omega$ 。

$$R_3 = \frac{Q(R_F/R_f)^2}{2\pi f_0(2A_F - R_F/R_f)} = \frac{50 \times 1}{2\pi \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}(2 \times 5 - 1)} \Omega = 88.4\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_3=91\text{k}\Omega$ 。

$$R_2 = \frac{1}{R_1(2\pi f_0)^2 C^2 - (1/R_1 + 1/R_3)}$$

$$= \frac{1}{160 \times 10^3 \times 4\pi^2 \times 1000^2 \times (0.01 \times 10^{-6})^2 - (1/160 \times 10^3 + 1/91 \times 10^3)} \Omega$$

$$= 1628\Omega \approx 1.6\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_2=1.6\text{k}\Omega$ 。

- ④ 校验。将上述的各设计参数代入下列三式, 得

$$A_F = \frac{R_3 R_F / R_f}{2R_3 - R_1 R_F / R_f} = 4.1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} = 1008.8\text{Hz}$$

$$Q = \frac{R_3}{2R_3 - R_1 R_F / R_f} = 42$$

从校检的结果看, A_F 和 Q 值相差很大, 必须重新设计。 f_0 由 C 和 $R_1 \sim R_3$ 确定, f_0 的误

差小于 0.9%，基本符合要求，因此 $R_1 \sim R_3$ 的设计值可选定。 Q 值对元器件参数变化的灵敏度很高，在确定了 C 、 $R_1 \sim R_3$ 的基础上，必须确定 R_F/R_f 的值以满足 $A_F=5$ 和 $Q=50$ 的要求。经计算，使 $R_F/R_f=1.022$ 可使 $A_F=5.0$ ， $Q=49.9 \approx 50$ 。选择 $R_F=36\text{k}\Omega$ ， R_f 选 $50\text{k}\Omega$ 的多圈电位器，调节电位器使 $R_F/R_f=1.022$ 。

⑤ 选择运放（略）。

第四节 带阻滤波器设计

一、基本特性

带阻滤波器又叫陷波器。与带通滤波器相反，带阻滤波器专门用来抑制或衰减某一频带的信号，而让该频段以外的所有信号通过，其特性如图 8.12 所示。

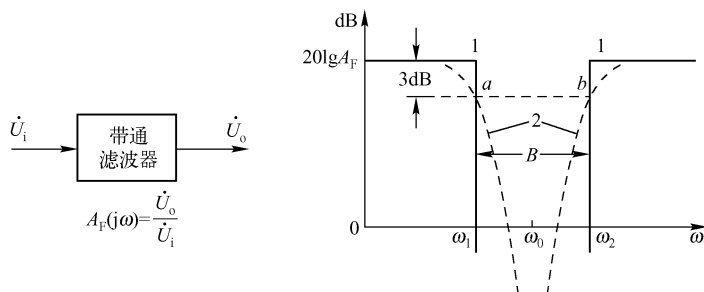


图 8.12 带阻滤波器的特性

带阻滤波器衰减的频带宽度叫做阻带宽度，简称频宽或带宽，仍用 B 表示。抑制频带中点所在角频率叫做中心角频率，用 ω_0 表示。其品质因数仍用 $Q = \frac{\omega_0}{B}$ 表示， B 越窄， Q 越高，带阻滤波器的抑制性就越强。

阻带宽度和中心频率仍按 $B = \omega_2 - \omega_1$ ， $\omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)$ 来定义。其中， ω_1 为幅值 A_F 的最大值下降 3dB（即 $1/\sqrt{2}$ ）所对应的起始角频率； ω_2 为幅值 A_F 的最大值下降 3dB 所对应的截止角频率，分别如图 8.12 中的 a 和 b 两点所示。

带阻信号就是从输入信号中去掉被带通滤波器处理的信号，所以，可以把带通滤波器和减法器组合起来，就成为一个带阻滤波器，如图 8.13 所示。

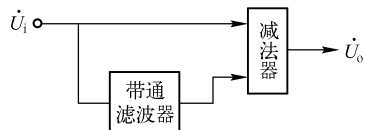


图 8.13 带阻滤波器组成框图

二、二阶带阻滤波器

二阶带阻滤波器由反相带通滤波器 A_1 和加法器 A_2 等组成，如图 8.14 所示。 A_1 的输出是输入信号经反相带通滤波器滤波后，再经 A_2 与输入信号本身在反相端叠加， A_2 的输出就是带阻信号。这种结构的带阻滤波器，它的 B 、 ω_0 和 Q 分别等于前级带通滤波器 A_1 的 B 、 ω_0 和 Q ，这也是该二阶带阻滤波器的设计基础。

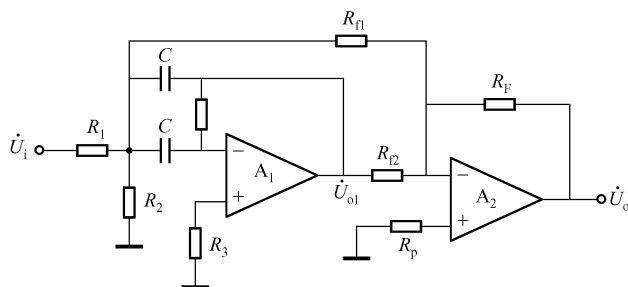


图 8.14 二阶带阻滤波器

A_1 的增益为 $A_{F1} = \frac{R_3}{2R_1}$ (同简单的二阶带通滤波器), 在中心频率处 $\varphi(\omega_0) = -\pi$, 即在

中心频率处 A_1 的增益为 $A_{F1, \omega_0} = -\frac{R_3}{2R_1}$ 。因此, 当 $\omega = \omega_0$ 时, $A_{F1} U_i(j\omega_0) = U_{o1}(j\omega_0)$, 即

$$-\frac{R_3}{2R_1} U_i(j\omega_0) = U_{o1}(j\omega_0) \quad (8.6)$$

A_2 的反相端为虚短路, 在此有两个信号叠加, 即必须满足

$$U_{o1}(j\omega_0) \frac{R_F}{R_{12}} + U_i(j\omega_0) \frac{R_F}{R_{11}} = 0 \quad (8.7)$$

由式 (8.6) 和式 (8.7) 可得

$$\frac{R_{12}}{R_{11}} = \frac{R_3}{2R_1} \quad (8.8)$$

这是该滤波电路的必要条件。

带阻滤波器的频率特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-A_F}{1 + j \frac{1}{Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}}$$

频率特性和相频特性分别为

$$A_F(\omega) = \frac{A_F}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}}, \quad \varphi_F(\omega) = -\pi - \arctan \frac{1}{Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

在满足必要条件的情况下, A_F 、 ω_0 和 Q 分别

$$A_F = \frac{R_F}{R_{11}} = \frac{R_2 R_F}{2R_1 R_{12}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$Q_0 = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

该三式是二阶带阻滤波器的设计公式, 带阻滤波器的带阻性能主要由 Q 和 ω_0 决定。

Q 和 ω_0 的调节方法与二阶带通滤波器的调节方法相同, Q 值由前级的带通滤波器决定。

三、二阶带阻滤波器的设计步骤

- ① 给定已知条件, A_F 、 ω_0 和 Q (或 B)。
- ② 根据中心频率 f_0 , 查表 8.2 (或表 8.3) 初选 C 值。
- ③ 初选 R_F/R_{12} (一般取 $R_F/R_{12} = A_F/2$) 和 $A_F = R_F/R_{11}$, 确定 R_{11} 、 R_{12} 和 R_F 。
- ④ 计算并选定 R_1 、 R_2 和 R_3

$$R_1 = \frac{QR_F}{A_F \omega_0 C R_{12}}$$

$$R_2 = \frac{Q}{\left(2Q^2 - \frac{A_F}{R_F/R_{12}}\right) \omega_0 C}$$

$$R_3 = \frac{2Q}{\omega_0 C}$$

⑤ 校验。由计算出的 R_1 、 R_2 和 R_3 值选取标称值, 再计算 ω_0 和 Q 值, 与给定值比较, 若满足要求, 就取选定的标称值电阻, 否则重新选择。

⑥ 选择运放 (略)。

【设计举例】 某一电子设备的输出含有交流电源串入的 50Hz 较大交流噪声, 试设计一带阻滤波器将其抑制。给定条件: $A_F = 6$, $\omega_0 = 2\pi f_0 = 314 \text{ rad/s}$, $Q = 20$ 。

设计步骤如下:

① 由 $f_0 = 50 \text{ Hz}$, 查表 8.2, 取 $C = 0.33 \mu\text{F}$ 。

② 由 $A_F = \frac{R_F}{R_{11}} = 6$, 取 $R_F/R_{11} = 3$, 令 $R_{11} = 20 \text{ k}\Omega$ (标称值), 则 $R_F = 6R_{11} = 120 \text{ k}\Omega$ (标称值)。 $R_{12} = \frac{1}{3}R_F = 40 \text{ k}\Omega$, 取标称值 $R_{12} = 39 \text{ k}\Omega$ 。

③ 计算 R_1 、 R_2 和 R_3 。

$$R_1 = \frac{QR_F}{2\pi A_F f_0 C R_{12}} = \frac{20 \times 120 \times 10^3}{2\pi \times 6 \times 50 \times 0.33 \times 10^{-6} \times 39 \times 10^3} \Omega = 98.98 \text{ k}\Omega$$

取标称值 $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ 。

$$R_2 = \frac{Q}{\left(2Q^2 - \frac{A_F}{R_F/R_{12}}\right) \omega_0 C} = \frac{20}{\left(2 \times 20^2 - \frac{6}{120/39}\right) \times 2\pi \times 50 \times 0.33 \times 10^{-6}} \Omega = 241.8 \Omega$$

取标称值 $R_2 = 240 \Omega$ 。

$$R_3 = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{2 \times 20}{2\pi \times 50 \times 0.33 \times 10^{-6}} \Omega = 386 \text{ k}\Omega$$

取标称值 $R_3 = 390 \text{ k}\Omega$ 。

④ 校验。

$$A_F = \frac{120}{20} = \frac{390 \times 120}{2 \times 100 \times 39} = 6$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times 0.33 \times 10^{-6}} \times \sqrt{\frac{1}{390 \times 10^3} \times \left(\frac{1}{100 \times 10^3} + \frac{1}{240} \right)} \text{ Hz} = 49.9 \text{ Hz}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{390 \times 10^3 \times \left(\frac{1}{100 \times 10^3} + \frac{1}{240} \right)} = 20.2$$

A_F 、 f_0 和 Q 值基本符合要求。

$$B = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{2\pi \times 49.9}{20.2} \text{ rad/s} = 15.5 \text{ rad/s} = 2.47 \text{ Hz}$$

由以上的计算可以看出, 频率在 $(49.9 \text{ Hz} \pm 2.47) \text{ Hz}$, 即 $47.43 \text{ Hz} \sim 52.37 \text{ Hz}$ 范围内的噪声信号将受到很大抑制, 即 50 Hz 的噪声信号在阻带内基本被滤除掉。

⑤ 选择运算放大器。应选择共模抑制比较好的运算放大器, 通用Ⅲ型运放的共模抑制比都较好, 一般可满足要求。

四、 Q 值可调的双 T 电桥带阻滤波器设计

双 T 电桥一般用于信号处理和产生信号的 RC 网络, 用于前者的有双 T 电桥带阻滤波器和调谐放大器, 用于后者的有双 T 网络正弦波振荡器。

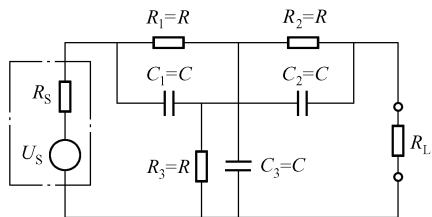


图 8.15 双 T 电桥电路

双 T 电桥电路如图 8.15 所示。双 T 电桥的输入端要接输入信号, 其电压源为 U_s , 内阻为 R_s ; 输入端接负载 R_L (R_L 一般为后续电路的输入电阻)。根据分析^①, R_s 越大, R_L 越小, 则传输系数的最大值 $|F_{TM}|$ 就越小, 双 T 电桥的选择性将下降; 同样, R_s 越大, R_L 越小, 则双 T 电桥的品质因数就下降得越多, 选择性也就越差。

信号源一般均已给定, 因此无法使 R_s 减小。在图 8.15 中, 当 $R_L \geq 20R_1$ 时, R_L 对双 T 电桥性能的影响基本可以忽略。怎样提高负载 R_L 呢? 电压跟随器的输入阻抗很高, 因此, 可以选用电压跟随器 (或同相放大器) 来代替 R_L 。至于 R_1 , 可选择大阻值的电阻, 使其 $R_1 \gg R_s$ 以降低 R_s 对双 T 电桥性能的影响, 这是设计双 T 电桥带阻滤波器的基础。

设计步骤如下:

双 T 电桥带阻滤波器由双 T 网络和电压跟随器 A_1 、 A_2 等组成。

设计步骤如下:

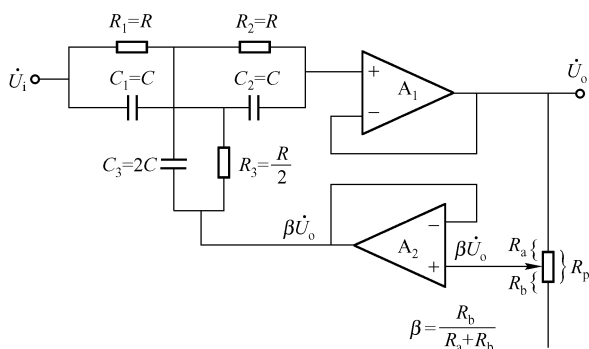
① 确定电路形式如图 8.16 所示。 A_1 为电压跟随器, 其输入电阻 R_i 很大, R_i 即为双 T 电桥的负载 R_L , 双 T 网络的竖臂不接地, 而是接 A_2 的输出端, A_2 将 $\beta \dot{U}_0$ 反馈到双 T 网络的竖臂, 这是正反馈, 使阻带变窄, Q 值提高。

② 确定 $C_1 = C_2 = C$, $C_2 = 2C$ 。

③ 令 $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R/2$, 并使 $R > 100R_s$, 并由 $C_1 = C_2 = \frac{1}{4\pi f_0 R_3}$ 确定 $R_s = \frac{1}{4\pi f_0 C_1}$ 。

④ 校验。根据计算出的 $R_1 \sim R_3$ 、 $C_1 \sim C_3$ 值, 代入 $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2}}}$, 校验 f_0 的正确性。

① 参考《半导体线路(上)》309 页, 复旦大学物理系编, 1972 年 9 月上海人民出版社出版。

图 8.16 可调 Q 值双 T 电桥滤波器

【设计举例】试设计一个 Q 值可调可抑制 50Hz 信号的双 T 电桥滤波器, 其中心频率 $f_0 = 50\text{Hz}$ 。

设计步骤如下:

① 确定 C_1 、 C_2 和 C_3 。由于电容分挡不细, 故应先选择电容, 考虑所需电阻 ($R_1 \sim R_3$) 均很大, 故应选择电容值小的电容器。初选 $C_1 = C_2 = 1.3\text{nF}$, 则 $C_3 = 2C_1 = 2.6\text{nF}$, 选标称值 $C_3 = 2.7\text{nF}$ 。

② 计算 C_1 、 C_2 和 C_3 。假定信号源内阻 $R_s = 600\Omega$ (这是信号源内阻较大的情况), $100R_s = 100 \times 600\Omega = 60\text{k}\Omega$

$$R_3 = \frac{1}{4\pi f_0 C} = \frac{1}{4\pi \times 50 \times 1.3 \times 10^{-9}} \Omega = 1224\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_3 = 1.2\text{M}\Omega$ 。则 $R_1 = 2R_3 = 2.4\text{M}\Omega$ (已为标称电阻), 满足 $R_3 > 100R_s$ 。

③ 校验 f_0 。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{(1.3 + 1.3) \times 10^{-9}}{1.3 \times 10^{-9} \times 1.3 \times 10^{-9} \times 2.7 \times 10^{-9} \times 2.4 \times 10^6 \times 1.2 \times 10^6}}} \text{Hz}$$

$$= 50.08\text{Hz} \approx 50\text{Hz}$$

④ 由电位器 R_p 调节 Q 值。

$$Q = \frac{1}{4(1-\beta)} \quad (0 \leq \beta \leq 1)$$

其中, $\beta = \frac{R_b}{R_a + R_b}$ 。

当 $\beta = 0$, 即 $R_a = R_p$ (此时 R_p 滑动能让接地 $R_b = 0$) 时, $Q = R_p/4R_a$, 电路无正反馈, 则电路变成无源双 T 电桥, $Q = 1/4$ 。

β 越接近于 1, Q 值越大。实际应用中, Q 值不宜过大, 因为 Q 值过大, 频宽变窄, 将使希望陷掉的频率, 反而得不到应有的陷波深度。

五、有源电感带阻滤波器的设计

1. 电路工作原理

有源电感带阻滤波器又叫陷波器, 它对寄生信号有较强的抑制能力, 能有效地滤除交流

噪声，有广泛的用途。

有源电感带阻滤波器电路图如图 8.17 (a) 所示。表面看来电路不含电感，实际上，图中点画线框中的电路是一个有源模拟电感电路，它可以等效为一个电感，固有电阻为 R_4 ，电感为 L ，即 $Z_{MN} = r + j\omega L$ 。

因此，图 8.17 (a) 所示电路可以等效为图 (b) 所示电路，电路的谐振频率为 ω_0

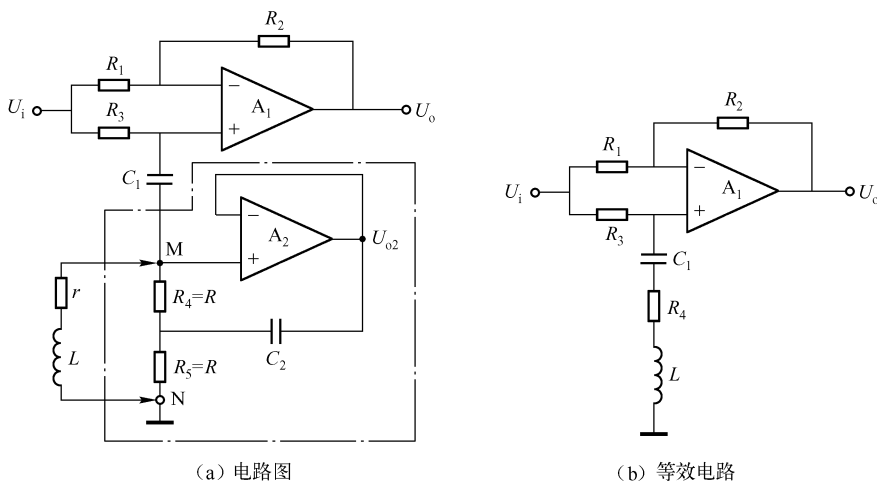
$$= \frac{1}{\sqrt{LC_1}}。$$


图 8.17 有源电感带阻滤波器

令 $R_4 = R_5 = R$ ，由戴维宁定理，经过等效电路的转换，M、N 两点的阻抗为

$$Z_{MN} = 2R + j\omega R^2 C_2 \text{ ①}$$

即点画线框部分相当于一个等效电阻与模拟电感的串联电路，模拟等效电感为 $L = R^2 C_2$ ，等效电阻为 $r = 2R$ 。

图 8.17 (a) 所示电路的中心角频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$$

品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 C_2 R}{4} = \frac{\pi f_0 C_2 R}{2}$$

2. 设计步骤

① 根据需要给定中心频率 f_0 和品质因数 Q ，设定信号源 U_i 的内阻 R_1 ，令 $R_1 = R_2 = R_3 = 2R_1$ 。

② 令 $R = R_4 = R_5 = R_1/2$ 。

③ 根据所要求的 f_0 和 Q ，计算 $C_2 = \frac{2Q}{\pi f_0 R}$ 。

① 摘自《集成运算放大器实用电路》，1981 年 11 月天津科学技术出版社出版。

④ 计算 $C_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_2}$ 。 C_1 或 C_2 可取值小一点, 以便调谐 f_0 。

⑤ 校验计算出的 R 、 C_1 和 C_2 所确定的 f_0 是否与给定的 f_0 相符, 并校验 Q 值。

⑥ 选择运放。选择输入共模范围较宽和共模抑制比较大的运放。

【设计举例】 试设计一个中心频率 $f_0 = 1000\text{Hz}$, 品质因数 $Q = 5$ 的有源电感带阻滤波器, 设 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ 。

设计步骤如下:

① $R_1 = R_2 = R_3 = 2R_1 = 2 \times 10\text{k}\Omega = 20\text{k}\Omega$, 选 $20\text{k}\Omega \pm 1\%$ 的电阻。

② $R = R_4 = R_5 = R_1/2 = 20/2 = 10\text{k}\Omega$, 选 $10\text{k}\Omega \pm 1\%$ 的电阻。

③ $C_2 = \frac{2Q}{\pi f_0 R} = \frac{2 \times 5}{\pi \times 1000 \times 10 \times 10^3} \text{F} = 0.318 \mu\text{F}$, 用 $\pm 2\%$ 误差的电容搭配。

④ $C_1 = \frac{1}{(2\pi f_0 R)^2 C_2} = \frac{1}{(2\pi \times 1000 \times 10 \times 10^3)^2 \times 0.318 \times 10^{-6}} \text{F} = 797 \text{pF}$, 用误差 $\pm 2\%$ 的电容搭配。

⑤ 校验。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3 \sqrt{797 \times 10^{-12} \times 0.318 \times 10^{-6}}} \text{Hz} = 1000 \text{Hz}$$

$$Q = \frac{\pi f_0 C_2 R}{2} = \frac{\pi \times 1000 \times 0.318 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}{2} = 4.995$$

f_0 与 Q 符合要求。

⑥ 选择运放。选择 $\mu\text{A}741\text{B}$ 或 $\text{F}007\text{B}$ 即可。

3. 实用有源电感带阻滤波器

实用有源电感带阻滤波器电路如图 8.18 所示。图中, R_{p1} 为调零电位器; R_{p2} 为调节陷波深度的电位器。中心频率为 1kHz , Q 值约为 5, 在中心频率 f_0 处增益下降为 $1/667$ 。

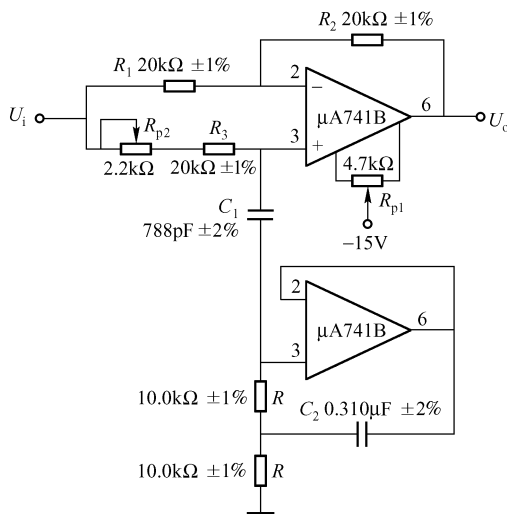


图 8.18 实用有源等效电感带阻滤波器

调试方法:

① 先调节 C_1 , 改变 f_0 值使其等于设计值, 如 f_0 偏高, 增大 C_1 , 反之则减小 C_1 。

② 仔细调节 R_{p2} , 使在陷波频率 f_0 处, 其增益最低。

此电路中未接入电感元件, 但在电路中呈现出等效电感。

第五节 移相滤波器设计

一、基本特性

移相滤波器又叫全通滤波器, 它能通过所有频率的信号, 其增益、幅值为常数, 仅相位是频率的函数。其相频特性及输出 - 输入的波形如图 8.19 所示。由图可见, 它的移相范围为 $0^\circ \sim -\varphi_{FM}$ 。 φ_{FM} 为最大相移, $-\frac{1}{2}\varphi_{FM}$ 处所对应的频率为中心角频率, 用 ω_0 表示, 如图中 a 点所示。

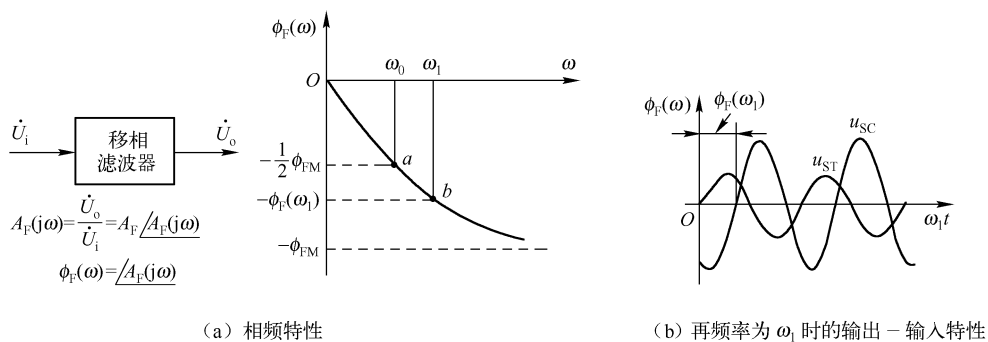


图 8.19 移相滤波器的典型特性

一阶移相滤波器的移相范围为 $0^\circ \sim -180^\circ$, -90° 对应的频率是中心频率; 二阶移相滤波器的移相范围为 $0^\circ \sim -360^\circ$, -180° 对应的频率为中心频率。中心角频率 ω_0 是移相滤波器的重要特征参数。电路的另一个特征参数是品质因数 Q , 它反映中心频率附近相移变化的灵敏变, Q 值越高, 同样的频率变化所引起的相移变化也越大, 反之则越小。

若移相滤波器的输入为 $A_1 \sin \omega_1 t$, 则其输出为 $A_1 \sin[\omega_1 t - \varphi_F(\omega_1)]$, 见图 8.19 (b)。因此, 移相滤波器是相位滞后, 也是时间滞后滤波器。

二、一阶移相滤波器

一阶移相滤波器电路如图 8.20 (a)、(b) 所示。在 $R_F = R_f$ 条件下, 图 (a) 所示一阶相移滤波器的频率特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{1 - j(\omega/\omega_0)}{1 + j(\omega/\omega_0)}$$

$$A_F(\omega) = 1$$

$$\varphi_F(\omega) = -2\arctan(\omega/\omega_0)$$

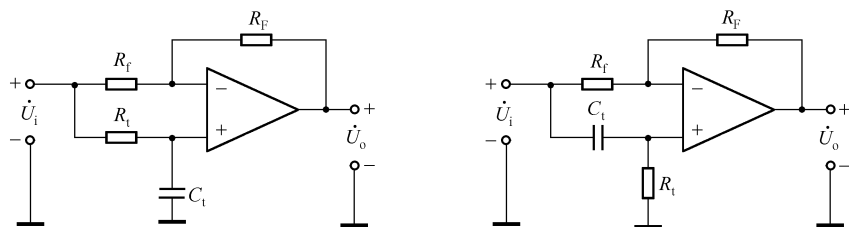
图 (b) 所示电路的频率特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{1 - j(\omega/\omega_0)}{1 + j(\omega/\omega_0)}$$

$$A_F(\omega) = 1$$

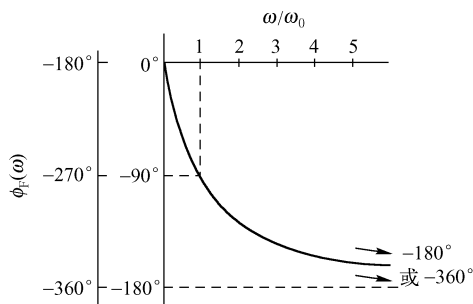
$$\varphi_F(\omega) = -\pi - 2\arctan(\omega/\omega_0)$$

式中, ω_0 为中心角频率, $\omega_0 = 1/(R_f C_f)$ 。



(a) 移相范围为 $0 \sim -180^\circ$

(b) 移相范围为 $-180^\circ \sim -360^\circ$



(c) 相频特性

图 8.20 一阶移相滤波器 ($R_f = R_t$)

【设计举例 1】 试设计一个一阶移相滤波器, 当输入信号频率为 100Hz 时, 其输出滞后 90° 。

设计过程方法如下。

电路的形式如图 8.20 (a) 所示。定时元件 R_t 、 C_t 决定了移相滤波器的中心角频率, 即 $\omega_0 = 1/(R_t C_t)$ 。使输出移相 90° , 应满足 $\varphi_F(\omega) = -2\arctan(\omega/\omega_0) = -90^\circ$, 即 $\omega/\omega_0 = 1$, $\omega = 2\pi f = 628\text{rad/s}$, $\omega_0 = 1/(R_t C_t) = 2\pi f$ 。令 $C_t = 0.01\mu\text{F}$, 则 $R_t = 1/(2\pi f C_t) = 159\text{k}\Omega$, 取标称值 $R_t = 160\text{k}\Omega$ 。

校验: $\varphi_F(\omega) = -2\arctan \frac{1/(R_t C_t)}{2\pi f} = -89.7^\circ \approx -90^\circ$ 。基本满足要求。

【设计举例 2】 试设计一个移相滤波器, 使其相移为 180° 。

一阶移相滤波器的移相范围为 $0^\circ \sim -180^\circ$, 将两个一阶移相滤波器 A_1 和 A_2 串联, 它们的频率响应为 $A_F(j\omega)A_F(j\omega)$, 幅值为 $A_1 A_2$, 相移为 $\varphi_{F1} + \varphi_{F2}$ 。

$$\begin{aligned} A_F(j\omega) &= A_{F1}(j\omega)A_{F2}(j\omega) = -\frac{1 - j(\omega/\omega_0)}{1 + j(\omega/\omega_0)} \times \frac{1 - j(\omega/\omega_0)}{1 + j(\omega/\omega_0)} \\ &= \frac{1 - (\omega/\omega_0)^2 - j\omega C(R_{t1} + R_{t2})}{1 - (\omega/\omega_0)^2 - j\omega C(R_{t1} + R_{t2})} \end{aligned}$$

式中

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_{t1} + R_{t2}}}$$

当 $\omega = \omega_0$ 时, 由上式得 $A_F(j\omega) = -1$, 即产生相移 180° 。

上述电路的中心频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi \times 0.01 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3} \text{Hz} = 160 \text{Hz}$ 。

这个电路用于频率可调的移相式正弦波发生器, 设计电路如图 8.21 所示。

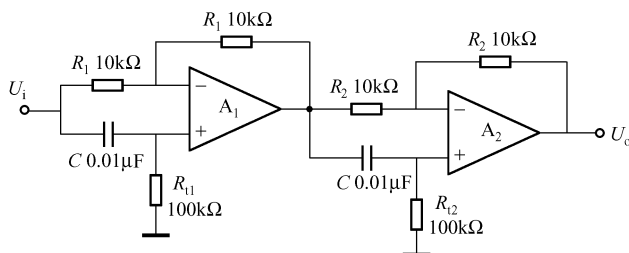
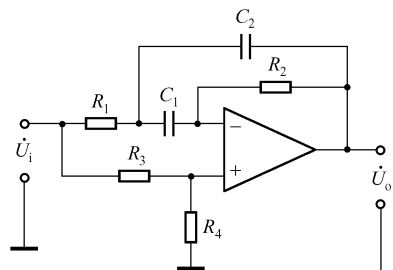


图 8.21 产生相移为 180° 的一阶移相滤波器

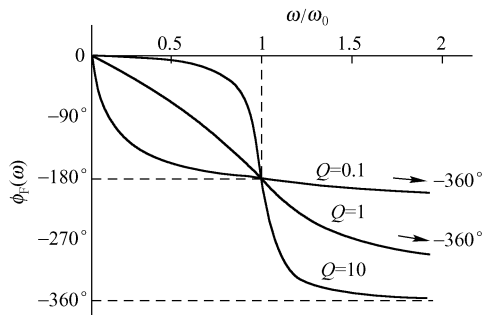
三、二阶移相滤波器

二阶移相滤波器电路及其相频特性如图 8.22 所示。



$$(C_1 = C_2 = C, R_3/R_4 = 4R_1/R_2)$$

(a) 电路



(b) 相频特性

图 8.22 二阶移相滤波器

1. 基本关系式

二阶移相滤波器的优点是, 电路较简单, 移相性能好, 移相范围 $0^\circ \sim 360^\circ$, 因此用途广泛。为简化分析和设计, 令 $C_1 = C_2 = C$, $R_3/R_4 = 4R_1/R_2$, 得到二阶移相滤波器的频率特性为

$$A_F(j\omega) = \frac{A_F \left[1 - j \frac{1}{Q(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)} \right]}{1 + j \frac{1}{Q(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)}}$$

幅频特性和相频特性分别为

$$A_F(\omega) = A_F, \quad \varphi_F(\omega) = -2 \arctan \frac{1}{Q(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)}$$

式中

$$A_F = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{Q^2}{1 + Q^2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}$$

$$Q = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{R_2 C_1 C_2}{R_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

上述各式表明, 二阶移相滤波器的性能主要由中心角频率 ω_0 和品质因数 Q 决定。图 8.22 (b) 给出了不同 Q 值的相频特性, 其主要特性有:

① $\omega = \omega_0$ 附近, $Q=1$ 有中等的灵敏度, 线性也较好, 所以, 图 8.22 (a) 所示电路在 $Q=1$ 附近工作。

② 改变电容 C 或按比例同时增大或减小 R_1 和 R_2 可调节 ω_0 。

③ 按比例反方向同时改变 R_1 和 R_2 , 可调节 Q , 实现相互独立调节。

2. 设计步骤

① 给定 ω_0 和 Q 。

② 选择 $C = C_1 = C_2$, 选用标称值电容。

③ 计算 R_1 、 R_2 。 $R_1 = \frac{1}{2Q\omega_0 C}$, $R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C}$ 。

④ 为减小偏流和漂移, 常使 $R_3/R_4 = 4R_1/R_2$ 和 $R_2 = R_3//R_4$, 因此应使 $R_3 = 4R_1 + R_2$, $R_4 = R_2(1 + R_2/4R_1)$ 。

⑤ 校验 f_0 、 Q 和 A_F 。

⑥ 选择运放。

【设计举例】 试设计一个二阶移相滤波器, 使 $f_0 = 1000\text{Hz}$, $Q = 1$ 。

设计步骤如下:

① 由 $f_0 = 1000\text{Hz}$, 选 $C = 0.01\mu\text{F}$ 。

② 计算 R_1 、 R_2 。

$$R_1 = \frac{1}{2Q\omega_0 C} = \frac{1}{4\pi Q f_0 C} = \frac{1}{4\pi \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}} \Omega = 7.96\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{2 \times 1}{2\pi \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}} \Omega = 31.8\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_1 = 82\text{k}\Omega$, $R_2 = 30\text{k}\Omega$ 。

③ 计算 R_3 、 R_4 。

$$R_3 = 4R_1 + R_2 = 4 \times 8.2\text{k}\Omega + 30\text{k}\Omega = 62.8\text{k}\Omega$$

$$R_4 = R_2 [1 + R_2 / (4R_1)] = 30 \times [1 + 30 / (4 \times 8.2)] \text{k}\Omega = 57.4\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_3 = 62\text{k}\Omega$, $R_4 = 56\text{k}\Omega$ 。

④ 校验。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} = \frac{1}{2\pi \times 0.01 \times 10^{-6}} \sqrt{\frac{1}{8.2 \times 10^3 \times 30 \times 10^3}} \text{Hz} = 1015\text{Hz}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{30}{8.2}} = 0.956$$

$$A_F = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{56}{62 + 56} = 0.474$$

阻带频宽 $B = \frac{f}{Q} = \frac{1015}{0.956} \text{Hz} = 1062 \text{Hz}$, $f_0 = 1000 \text{Hz}$ 在阻带内。

第六节 二阶低通滤波器的图表设计方法

图 8.23 所示电路仍为二阶低通滤波器, 它属于巴特沃斯 (Butterworth) 二阶低通滤波器, 也是 VCVS (电压控制电压源) 滤波器和平直型有源 RC 滤波器, 在工程中有广泛的应用。

该电路的传递函数为

$$H(s) = \frac{\dot{U}_o(s)}{\dot{U}_i(s)} = \frac{A_F(\omega)}{s^2 + as + b}$$

式中, $A_F(\omega) = A_F(0)/(R_1 R_2 C C_1)$; $a = \frac{1}{R_2 C_1} \left[1 - A_F(0) + \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C} \right]$; $b = 1/(R_1 R_2 C C_1)$;

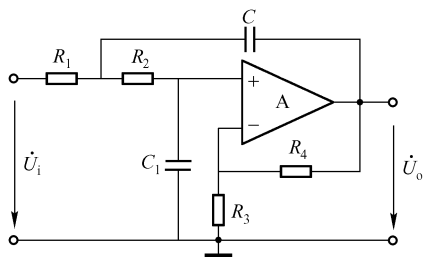


图 8.23 巴特沃斯二阶低通滤波器

$A_F(0) = 1 + R_4/R_3$ (为直流闭环增益)。

设计电路时用查图表的方法, 本节摘录两个设计图表。

图 8.24 所示为 $A_F(\omega)$ 与截止频率 f_0 的关系, 其截止频率的范围为 $1 \sim 10^6 \text{Hz}$ 。

图 8.25 所示为所求电阻 $R(R_1 \sim R_4)$ 与 $A_F(\omega)$ 的关系。

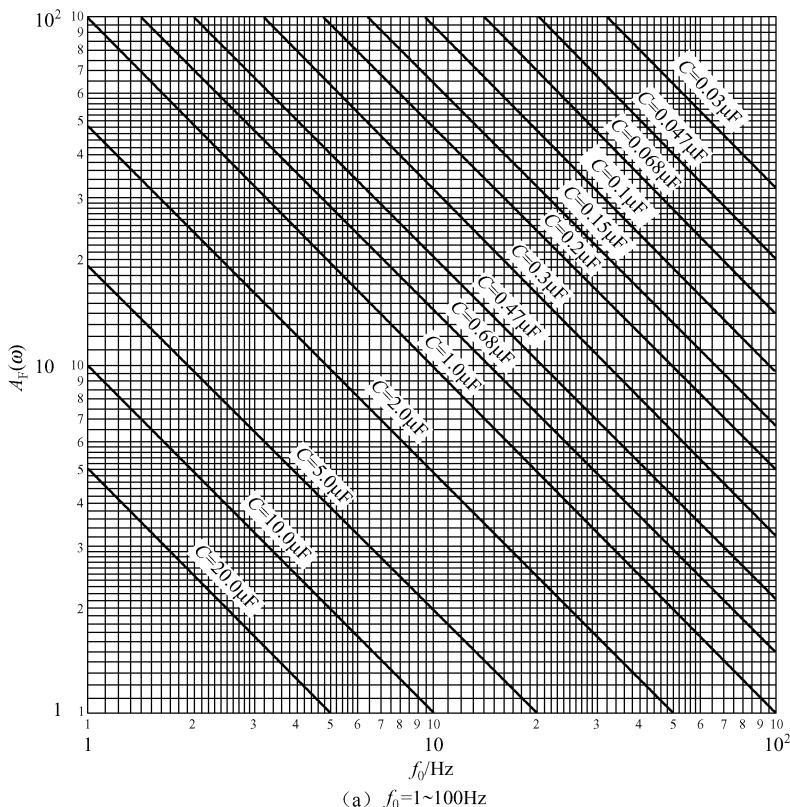
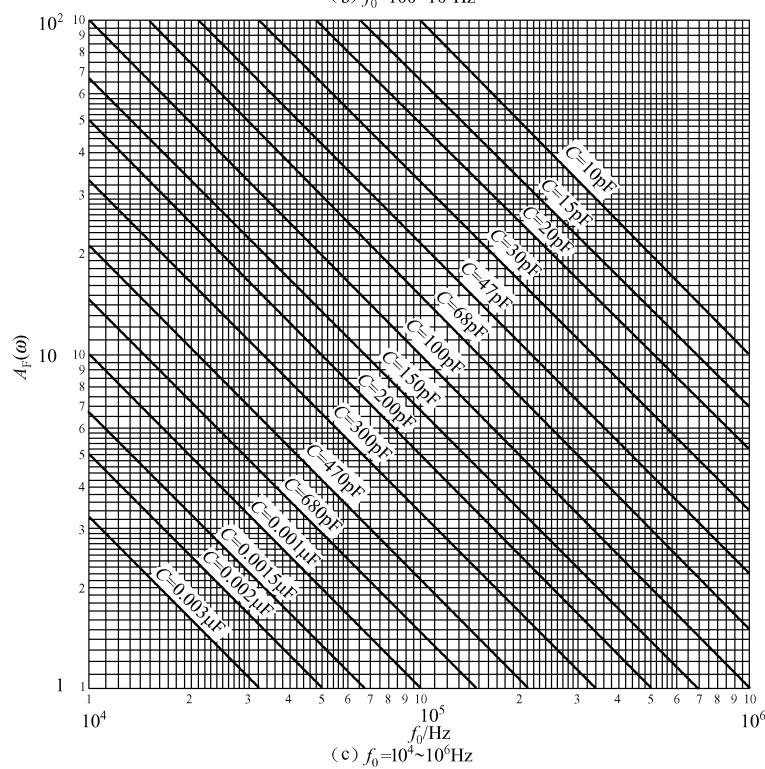
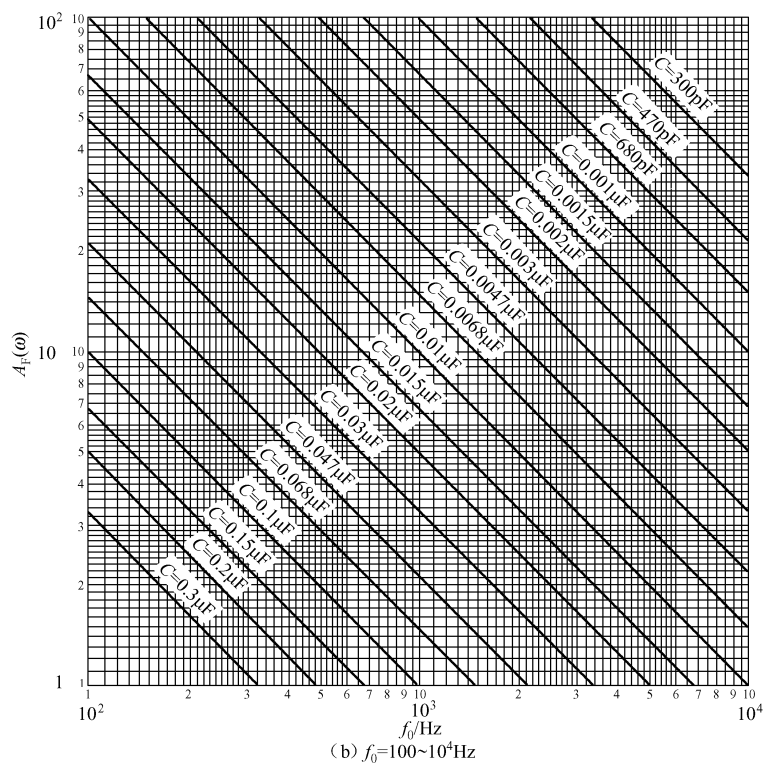
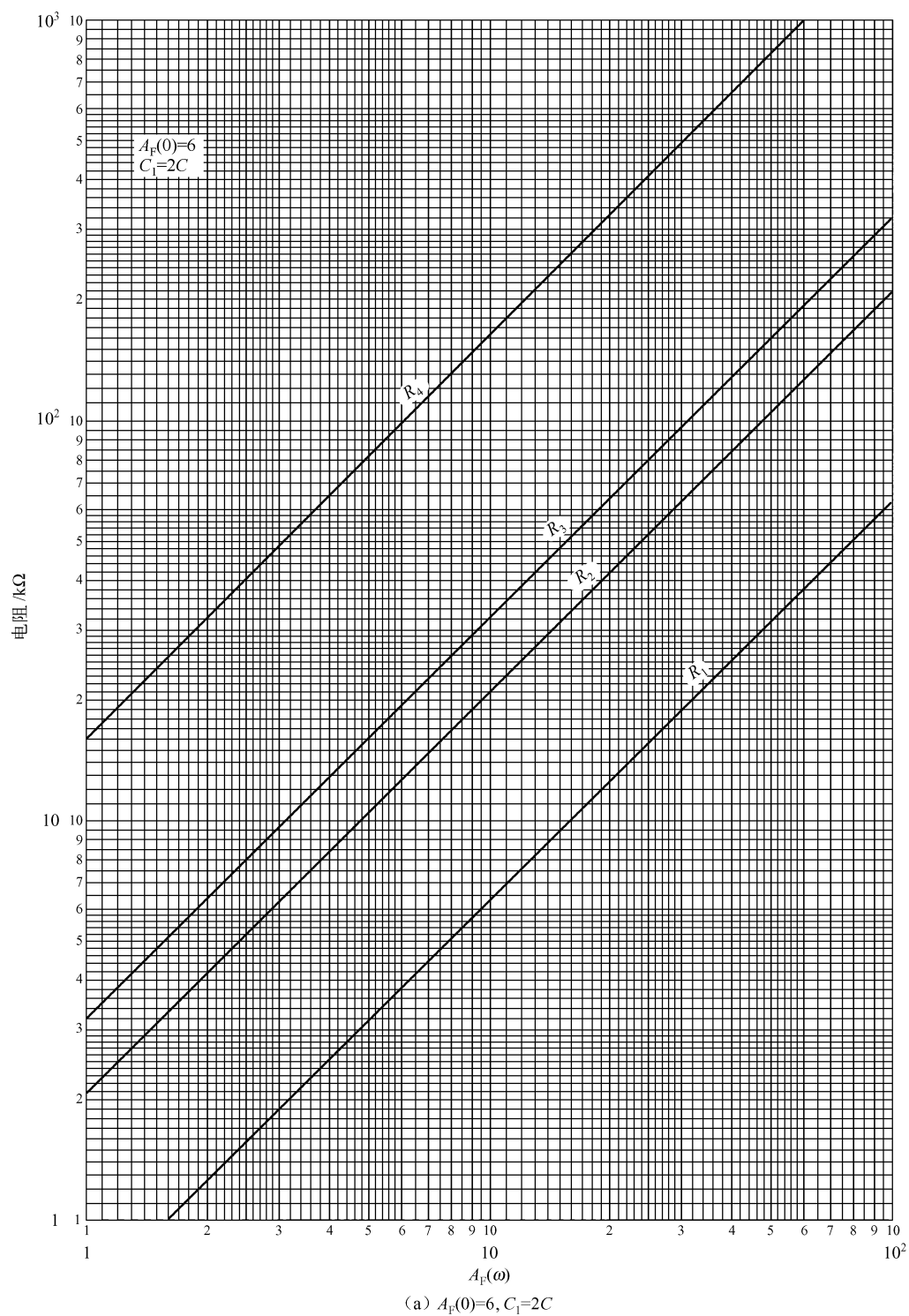
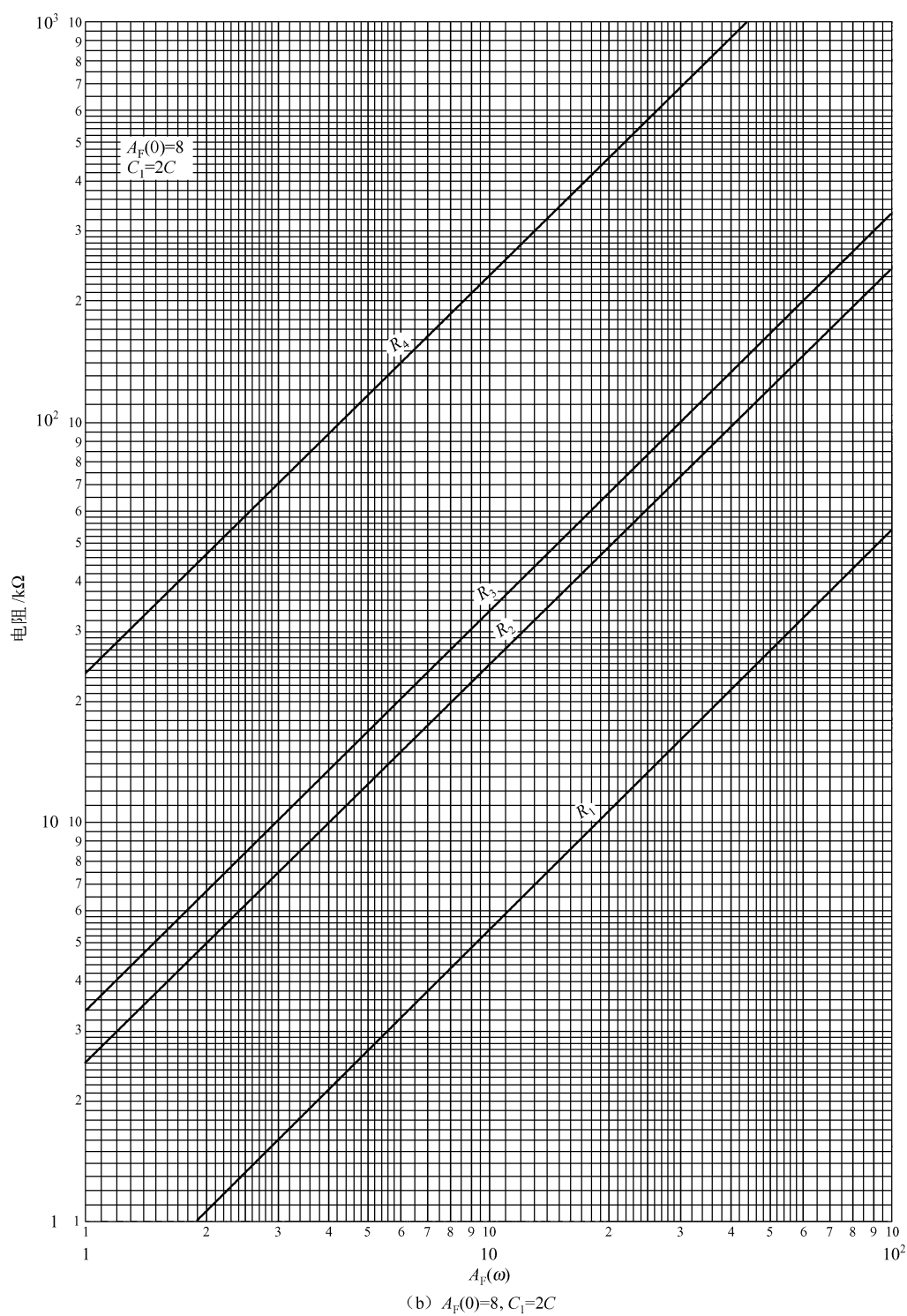
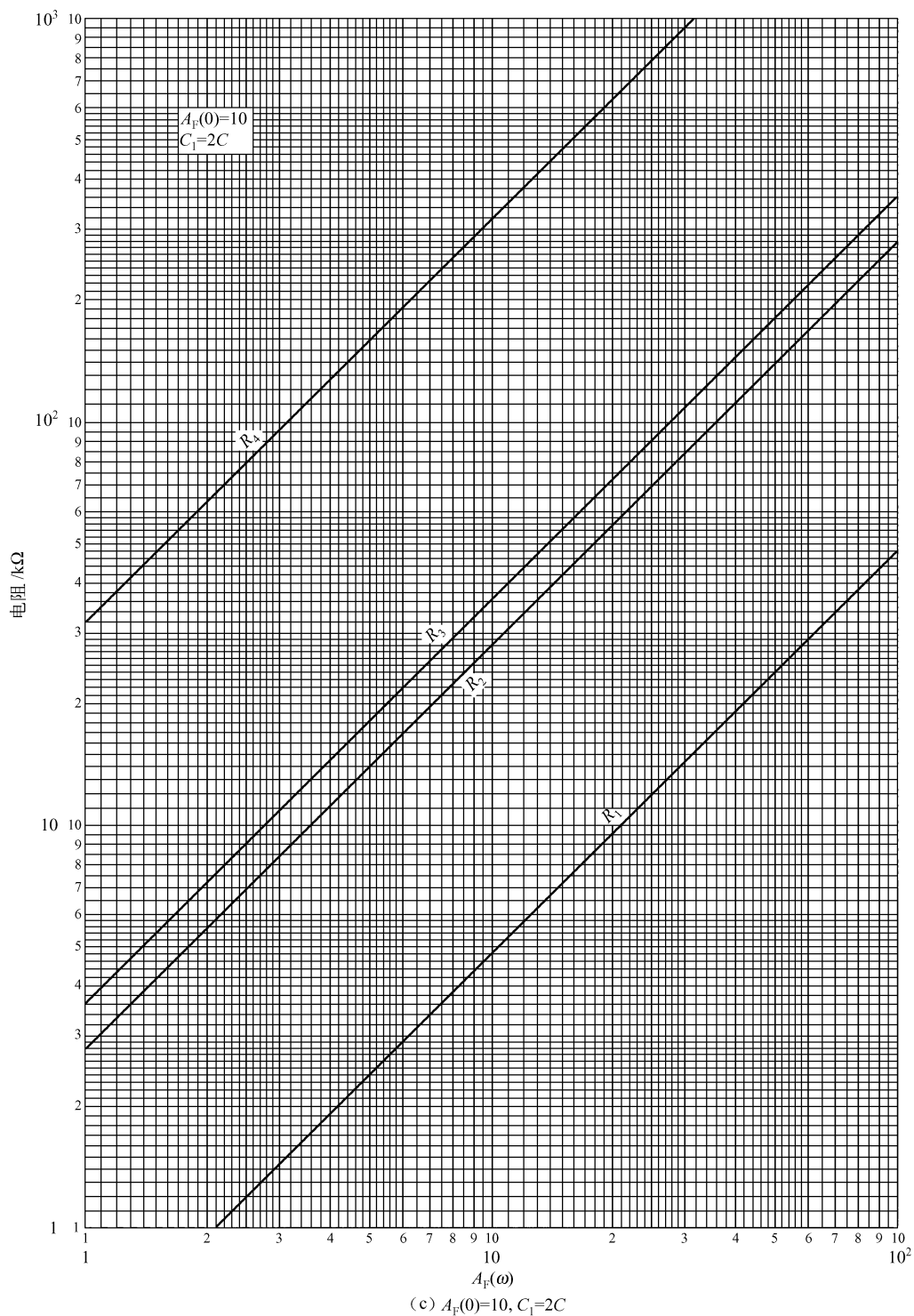


图 8.24 巴特沃斯二阶低通滤波器的 $A_F(\omega)$ 与 f_0 的关系

图 8.24 巴特沃斯二阶低通滤波器的 $A_F(\omega)$ 与 f_0 的关系 (续)

图 8.25 巴特沃斯二阶低通滤波器的 $R(R_1 \sim R_4)$ 与 $A_F(\omega)$ 的关系

图 8.25 巴特沃斯二阶低通滤波器的 $R(R_1 \sim R_4)$ 与 $A_F(\omega)$ 的关系 (续)

图 8.25 巴特沃斯二阶低通滤波器的 $R(R_1 \sim R_4)$ 与 $A_F(\omega)$ 的关系 (续)

【设计举例】 试设计一个巴特沃斯二阶低通滤波器，使截止频率 $f_0 = 1000\text{Hz}$ ，电路的增益 $A_F(0) = 6$ 。

设计步骤如下：

① 首先确定 C ，由表 8.2 选定 $C = 0.01\mu\text{F}$ 。

② 根据 f_0 和 C 的值，查图 8.24 (b)，由 $f_0 = 1000\text{Hz}$ 竖直线和 $C = 0.01\mu\text{F}$ 斜线相交点，查得 $A_F(\omega) = 10$ 。

③ 根据 $A_F(0) = 6$ 和 $A_F(\omega) = 10$ ，查图 8.25 (a)，可得到下面的电路参数：

$$C_1 = 2C = 0.02\mu\text{F};$$

$$R_1 = 6.2\text{k}\Omega, \text{取标称值 } R_1 = 6.2\text{k}\Omega;$$

$$R_2 = 20.7\text{k}\Omega, \text{取标称值 } R_2 = 20\text{k}\Omega;$$

$$R_3 = 32\text{k}\Omega, \text{取标称值 } R_3 = 33\text{k}\Omega;$$

$$R_4 = 160\text{k}\Omega, \text{取标称值 } R_4 = 160\text{k}\Omega。$$

④ 校验 f_0 和 $A_F(0)$ 。由设计参数计算出的 f_0 和 $A_F(0)$ 分别为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6.2 \times 10^3 \times 20 \times 10^3 \times 0.02 \times 10^{-6} \times 0.01 \times 10^{-6}}} \text{Hz} = 1011\text{Hz}$$

$$A_F(0) = 1 + R_4/R_3 = 1 + 160/33 = 5.85$$

f_0 的设计误差为 1.1%， $A_F(0)$ 的设计误差为 2.5%，符合设计要求。

更多的图表设计方法请参阅相关参考文献。^①

第七节 开关电容滤波器 MAX293/MAX294/MAX297 及其应用

开关电容滤波器是 20 世纪 70 年代末期发展起来的单片滤波器，具有体积小，性能优良，使用方便等优点，已广泛应用于电子行业的各个领域。

一、开关电容滤波器的原理

开关电容滤波器是由 MOS 开关、MOS 电容和运算放大器等组成，它以开关电容代替了 RC 滤波器中的电阻 R 。这种滤波器的特性取决于开关频率和电路中有关电容的比值。

开关电容等效于电阻的原理如图 8.26 所示，图 (a) 中的开关 S 交替地接通 A、B 两端，接通 A 时， u_A 向电容 C 充电， C 上的电荷为 Cu_A ；当 S 接通 B 时， C 向负载放电，这时 C 上的电荷为 Cu_B 。在一个开关周期 T_{CLK} 内通过电容 C 由 A 传送到 B 的电荷量为 $\Delta q = Cu_A - Cu_B$ ，其平均电流为

$$I = \frac{Cu_A - Cu_B}{T_{\text{CLK}}}$$

等效电阻为

$$R = \frac{u_A - u_B}{I} = \frac{T_{\text{CLK}}}{C} = \frac{1}{Cf_{\text{CLK}}}$$

① John L. Hibum, David E. Johnson. Manual of Active Filter Design. New York: McGraw-Hill Book Co., 1973.

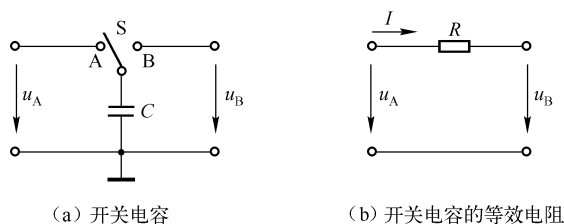


图 8.26 开关电容的等效电阻原理

如果将图 8.26 (a) 中的开关 S 和电容 C 用 MOS 开关和 MOS 电容代替, 并用两个同频反相的脉冲 φ 和 $\bar{\varphi}$ 分别驱动两个 MOS 开关, 则可得最简的 MOS 开关电容等效电路, 如图 8.27 所示。

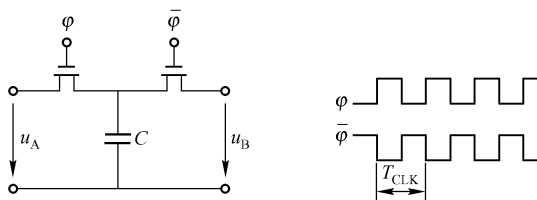


图 8.27 开关电容的等效电阻电路

由 $R = 1/(Cf_{CLK})$ 可知, 改变 f_{CLK} 即可改变等效电阻 R , R 相当于一个可变电阻。如果在 RC 组成的低通滤波器中, 用开关电容电路替代 R , 就可以很方便地通过改变时钟频率来改变滤波器的截止频率。

二、MAX293/MAX294/MAX297 的特点

MAX293/MAX294/MAX297 是八阶低通开关电容滤波器, 它的特点主要有:

- ① 它是八阶低通椭圆滤波器。
- ② 可调时钟截止频率范围为 $0.1\text{Hz} \sim 25\text{kHz}$ (MAX293/MAX294); $0.1\text{Hz} \sim 50\text{kHz}$ (MAX297)。
- ③ 不需外部电阻和电容。
- ④ 时钟与截止频率的比值为 $100:1$ (MAX293/MAX294); $50:1$ (MAX297)。
- ⑤ 单电源 $+5\text{V}$ 或双电源 $\pm 5\text{V}$ 工作; 工作电压范围为 $4.75 \sim 11.0\text{V}$ (单电源), $\pm 2.375 \sim \pm 5.5\text{V}$ (双电源)。最大工作电压为 12V (单电源) 或 $\pm 6\text{V}$ (双电源)。
- ⑥ 消耗电流为 15mA ($U_+ = 5\text{V}$, $U_- = -2.375\text{V}$, $U_{CLK} = 0 \sim 5\text{V}$) 或 7mA ($U_+ = 2.375\text{V}$, $U_- = -2.375\text{V}$, $U_{CLK} = -2 \sim 2\text{V}$)。
- ⑦ 具有抗混叠或时钟噪声滤波器的运算放大器。

三、MAX293/MAX294/MAX297 的引脚及选型参考

MAX293/MAX294/MAX297 的封装采用 8 脚和 16 脚两种形式, 如图 8.28 所示; 它们的选型参考资料见表 8.4。

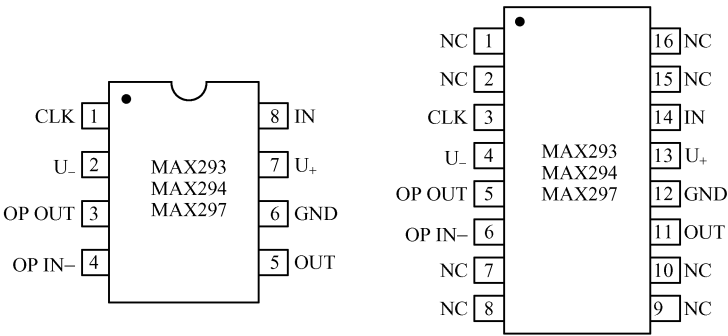


图 8.28 MAX293/MAX294/MAX297 的引脚

表 8.4 MAX293/294/297 的选型参考

型 号	温度范围/℃	封装形式
MAX293/294/297CPA	0 ~ +70	PDIP - 8
MAX293/294/297CWE	0 ~ +70	Wide SO - 16
MAX293/294/297EPA	-40 ~ +85	PDIP - 8
MAX293/294/2976EWE	-40 ~ +85	Wide SO - 16
MAX293/294/297MJA	-55 ~ +125	CERDIP - 8

四、应用电路

1. 基本电路

MAX293/MAX294/MAX297 的基本电路采用 $\pm 5\text{V}$ 双电源工作，不需外接 R 、 C 元件，其电路如图 8.29 所示。

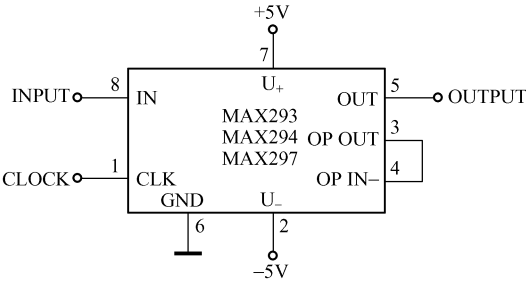


图 8.29 MAX293/294/297 的基本电路

2. 单电源供电电路

单电源供电电路和双电源供电电路不同，它是将 $+5\text{V}$ 电源跨接在 U_+ 端和 U_- 端之间， GND 端不与 U_- 端相连接，而是用分压器 $10\text{k}\Omega - 10\text{k}\Omega$ 为 GND 提供 2.5V 的中间电位，其电路如图 8.30 所示。

为了获得良好的低通滤波特性，时钟频率 f_{CLK} 和输入信号的频率 f_{IN} 的比值应满足一定数值，对于 MAX293/294 来说应取 $100:1$ ，对 MAX297 则应取 $50:1$ 。改变 f_{CLK} 就构成了一个截止频率可调的低通滤波器。

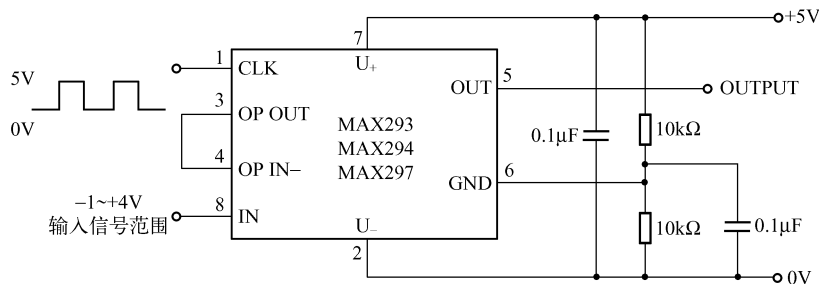


图 8.30 MAX293/294/297 的 +5V 单电源供电电路

3. 利用 MAX293/294/297 的内部运算放大器设计二阶低通滤波器的电路

MAX293/294/297 内部含有运算放大器, 利用该运放和滤波器的设计知识可以设计成一个二阶低通滤波器电路, 如图 8.31 所示, 滤波器的截止频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$\begin{aligned} \text{代入数据} \quad f_0 &= 1/(2\pi) \times \sqrt{1/(22 \times 10^3 \times 22 \times 10^3 \times 1.5 \times 10^{-9} \times 330 \times 10^{-12})} \text{ Hz} \\ &= 10288 \text{ Hz} \approx 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$\text{通带内的增益为 } A_F = \frac{R_2}{R_1} = \frac{22 \text{ k}\Omega}{22 \text{ k}\Omega} = 1。$$

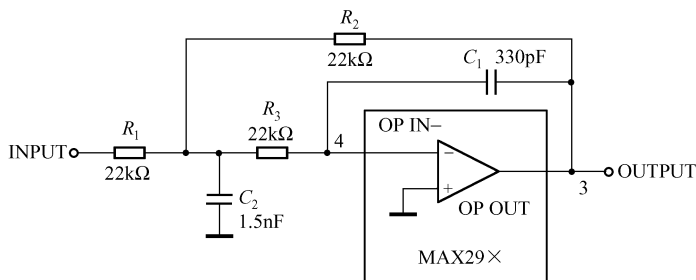


图 8.31 MAX293/294/297 的内部运算放大器作为二阶低通滤波器的电路

4. 精密正弦波发生器

精密正弦波发生器由 MAX293、CD4060 等组成, 如图 8.32 所示。该电路能产生失真很小、频率非常精确的 1000Hz 正弦波信号, 可作为调试或检测电子设备时的基准信号发生器。

(1) CD4060

CD4060 是 14 位二进制串行计数器/分频器, 在 CP_1 (11 脚) 和 $\overline{CP_0}$ (10 脚) 接 4.096MHz 的晶体振荡器时, 它能产生稳定的 4.096MHz 的振荡频率方波信号 (它由反相器和 3.3MΩ、4.096MHz 晶振组成的方波振荡器), 20pF 微调电容用于调节振荡频率。4.096MHz 经 2^{12} 分频可得到 $4096 \text{ kHz}/2^{12} = 1000 \text{ Hz}$ 的振荡方波, 由 Q_{12} (1 脚) 输出。

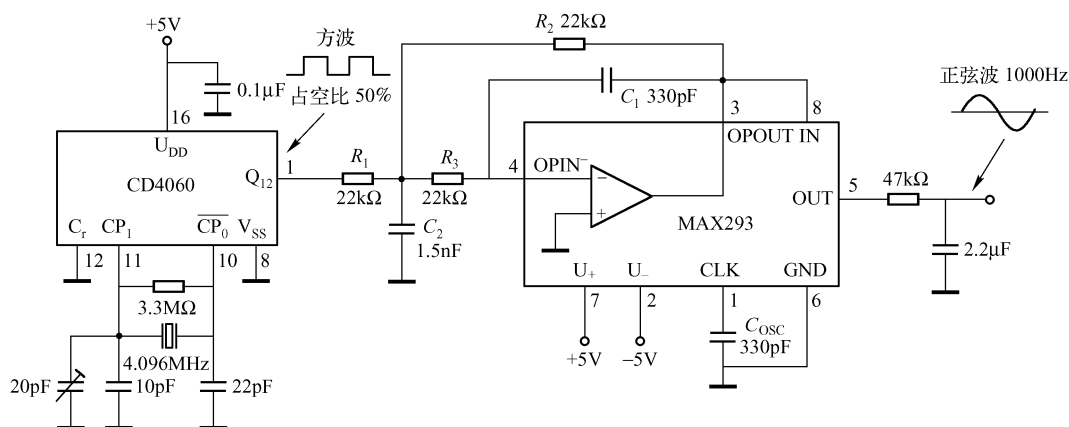


图 8.32 精密正弦波发生器

(2) MAX293

开关电容滤波器的时钟信号可由内部的振荡器产生, 使用内部振荡器须将 CLK 脚 (1 脚) 经电容 C_{OSC} 接地, 振荡频率由下式决定:

$$f_{CLK} = \frac{10^5}{3C_{OSC}} \quad (\text{单位: kHz})$$

图 8.32 中, C_{OSC} 取为 330pF, 故 $f_{CLK} = 100\text{kHz}$ 。

MAX293 的内部运算放大器具有抗混入噪声功能, 当输入信号中混入有高于 $f_{CLK}/2$ 以上信号时就会形成混入噪声, 引起波形失真。将 MAX293 接成抗混入滤波器 (Antialias Filter), 它能在输入信号还未送入开关电容滤波器之前, 预先滤除掉输入信号中高于 $1/2f_{CLK}$ 的频率成分。

该低通滤波器在通频率内的增益为

$$A_F = \frac{R_2}{R_1} = \frac{22\text{k}\Omega}{22\text{k}\Omega} = 1$$

此电路的时钟频率 $f_{CLK} = 100\text{kHz}$, $f_{CLK}/2$ 为 50kHz, 低通滤波器的截止频率 f_0 应设计为小于 50kHz, 本例设计为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}}} = 10\text{kHz}$$

由 CD4060 的 Q_{12} 端 (1 脚) 输出的是频率为 1000Hz、占空比为 50% 的对称方波 $x(t)$, 将它展开为傅里叶级数为

$$x(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\sin\omega_0 t + \frac{1}{3}\sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5}\sin 5\omega_0 t + \cdots \right)$$

式中, ω_0 为基频, $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \times 1000 = 6280\text{rad/s}$; A 为幅值, $A = 5\text{V}$ 。

滤波器将 $3\omega_0, 5\omega_0, \cdots$ 的成分大大衰减, 使输出只含有频率为 1000Hz 的正弦成分, 即最后的输出为

$$x(t) = u_{out} = \frac{4A}{\pi} \sin\omega_0 t = \frac{4 \times 5}{\pi} \sin 6280t \quad (\text{单位: V})$$

输出信号为幅值是 6.37V、有效值是 4.50V、频率是 1000Hz 的正弦波。

- ① 连续时间滤波器，不需要时钟。
- ② 具有巴特沃斯、切比雪夫、贝塞尔及其他滤波器响应。
- ③ 低通、带通输出。
- ④ 单 5V 或双 $\pm 5V$ 电源。
- ⑤ 八阶：四个二阶部分 (MAX274)；四阶：两个二阶部分 (MAX275)。
- ⑥ 中心频率为 150kHz (MAX274)；300kHz (MAX275)。

- ⑦ 低噪声。TDH 典型值为 86dB (MAX274/MAX275)。
- ⑧ 中心频率精度变化 $\leq \pm 1\%$ (MAX274), $\leq \pm 0.9\%$ (MAX275)。

3. 应用电路

MAX274 的 10kHz 八阶巴特沃斯低通滤波器电路如图 8.34 所示; MAX275 的 100kHz 四阶 0.1dB 切比雪夫带通滤波器电路如图 8.35 所示; 具有 2kHz 限幅的 10kHz 六阶巴特沃斯低通滤波器如图 8.36 所示。

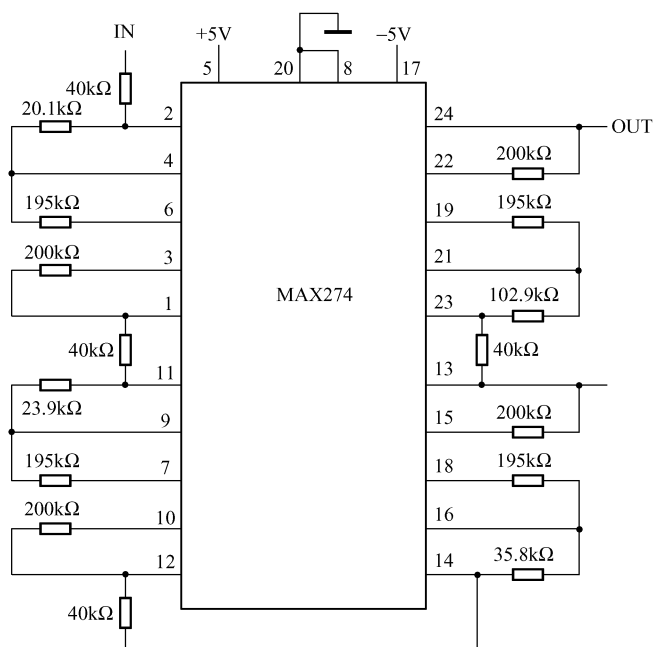


图 8.34 MAX274 的 10kHz 八阶巴特沃斯低通滤波器

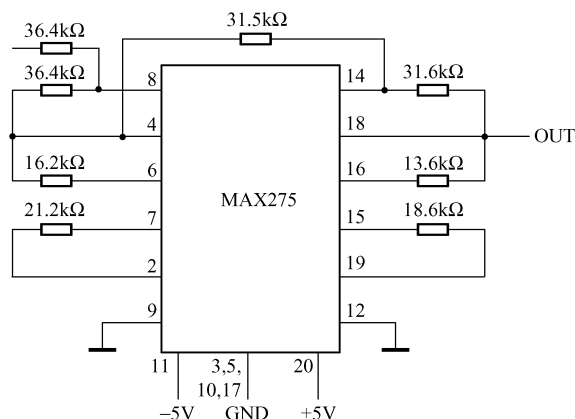


图 8.35 MAX275 的 100kHz 四阶 0.1dB 切比雪夫带通滤波器

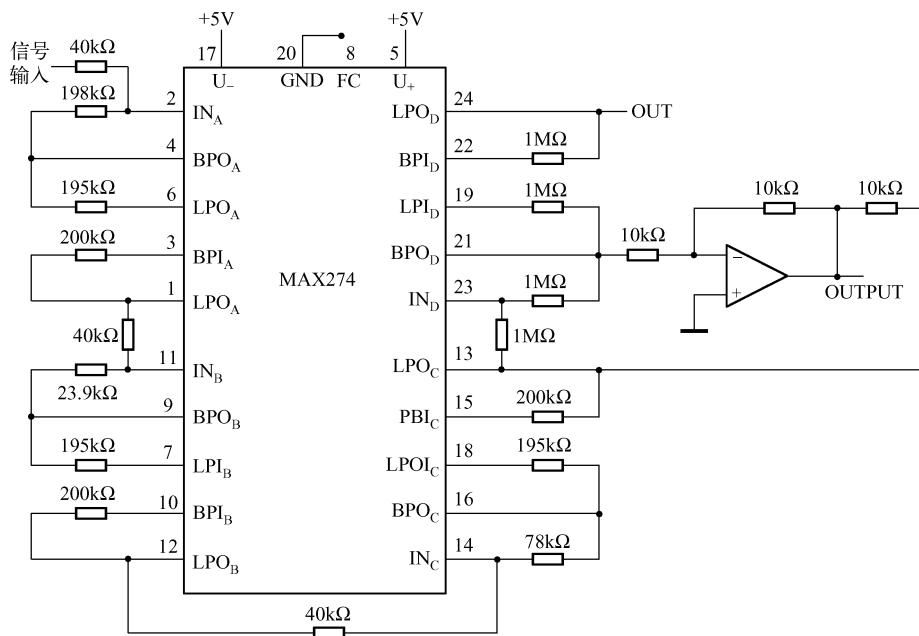


图 8.36 具有 2kHz 限幅的 10kHz 六阶巴特沃斯低通滤波器

第九节 集成数字控制低通滤波器

本章前面曾介绍两种数字控制滤波器应用电路，需要组装、调试。不少电子厂商研制开发出一些集成数控滤波器，本节简介集成数控双二阶低通滤波器 MAX270/MAX271 的引脚排列、电路原理、应用电路。这些电路性能优良，使用方便，适用于要求较高、批量生产的场合。

一、数字控制双二阶连续低通滤波器 MAX270/MAX271

1. MAX270/MAX271 的引脚排列

MAX270/MAX271 的引脚排列如图 8.37 所示。

2. 电路特点

- ① 连续时间滤波，不需要时钟。
- ② 双二阶低通滤波器
- ③ 各部分可独立编程。
- ④ 动态范围为 96dB。
- ⑤ 不需要外接元器件。
- ⑥ 可级联成为高阶滤波器。
- ⑦ 低功耗的休眠模式。
- ⑧ 跟踪和保持功能（MAX271）。

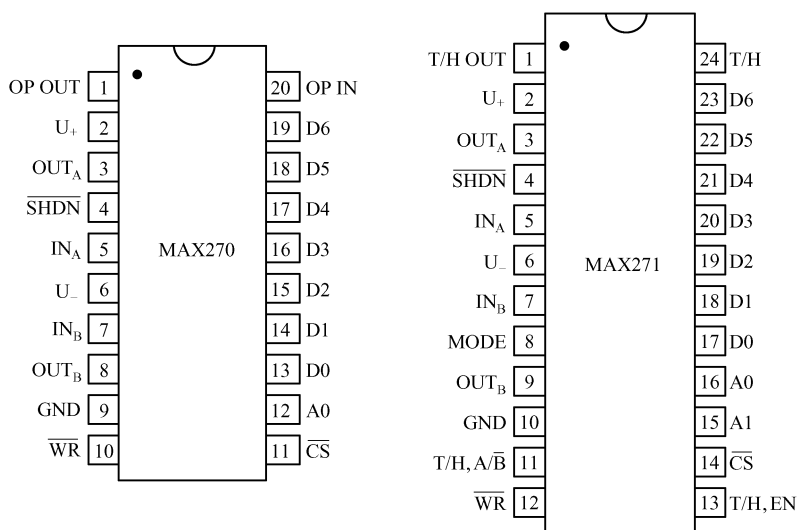


图 8.37 MAX270/MAX271 的引脚排列

3. 电路原理与应用

MAX270 的内部原理简图如图 8.38 所示；MAX271 的内部原理简图如图 8.39 所示；MAX270 的典型电路如图 8.40 所示。

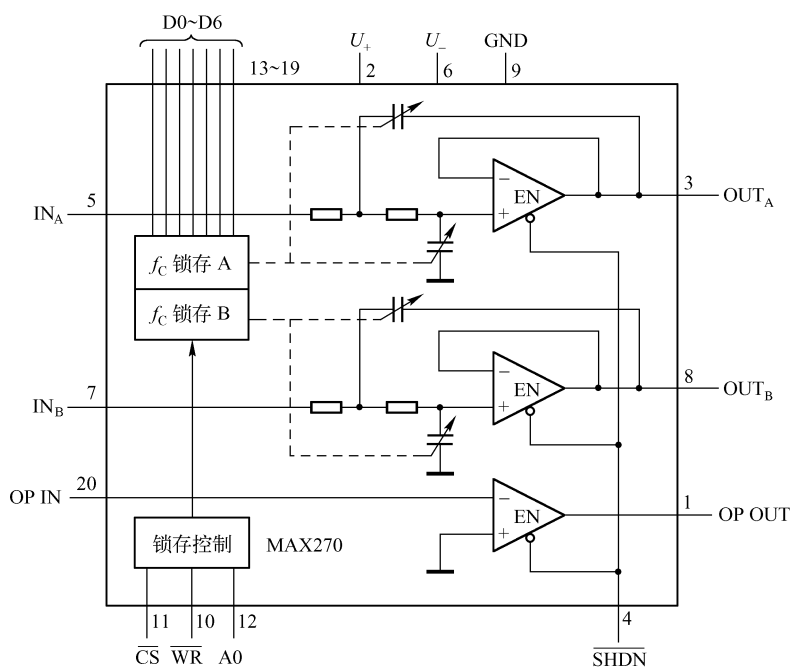


图 8.38 MAX270 的内部原理简图

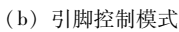
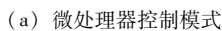


图 8.39 MAX271 的内部原理简图

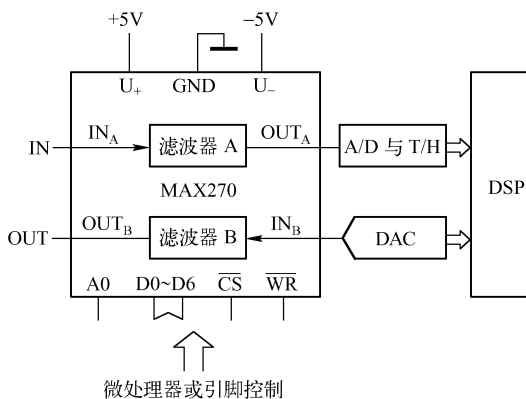


图 8.40 MAX270 的典型电路

第十节 集成开关电容滤波器

集成开关电容滤波器，性能非常优良，是现代滤波器的精品。

本节简介 MAX260/261/262 可编程滤波器，MAX263/264/267/268 可编程通用/带通滤波器，MAX265/266 引脚和电阻可编程有源滤波器，MAX280 五阶零直流误差低通滤波器，MAX281 五阶零误差贝塞尔低通滤波器，MAX291/292/295/296 八阶低通开关电容滤波器，MAX293/294/297 八阶低通椭圆开关电容滤波器，MAX400/403/404/407 八阶低通椭圆开关滤波器，MAX7401/7405 八阶低通贝塞尔开关电容滤波器，MAX7408/7411/7412/7415 五阶低通椭圆开关电容滤波器，MAX7426/7427 五阶低通椭圆滤波器，MAX7480 八阶低通巴特沃斯开关电容滤波器，MAX7418 ~ MAX7425 五阶低通开关电容滤波器，MAX7490/7491 双通用开关电容滤波器，MF10 双通用开关电容滤波器的引脚排列、电路原理及应用电路。

一、微处理器可编程有源滤波器 MAX260/261/262

1. MAX260/261/262 的引脚排列

MAX260/261/262 的引脚排列如图 8.41 所示。

2. 电路特点

- ① 有效的滤波设计软件。
- ② 微处理器接口。
- ③ 64 级中心频率控制。
- ④ 128 级 Q 值控制。
- ⑤ 独立的 Q 和 f_0 编程。
- ⑥ 75kHz 的 f_0 范围。
- ⑦ 单 5V 或 $\pm 5V$ 电源工作。

3. MAX260/261/262 内部电路原理和基本电路

MAX260/261/262 内部电路原理简图如图 8.42 所示，它们的基本电路如图 8.43 所示。

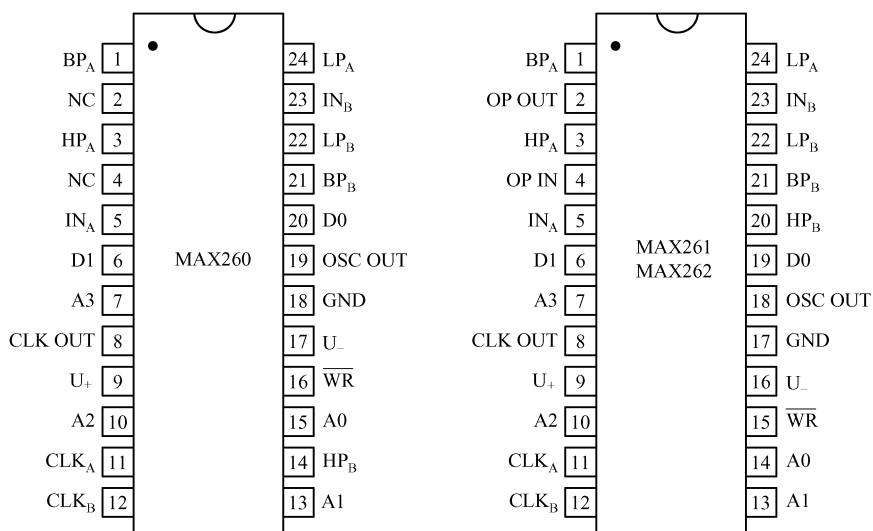


图 8.41 MAX260/261/262 的引脚排列

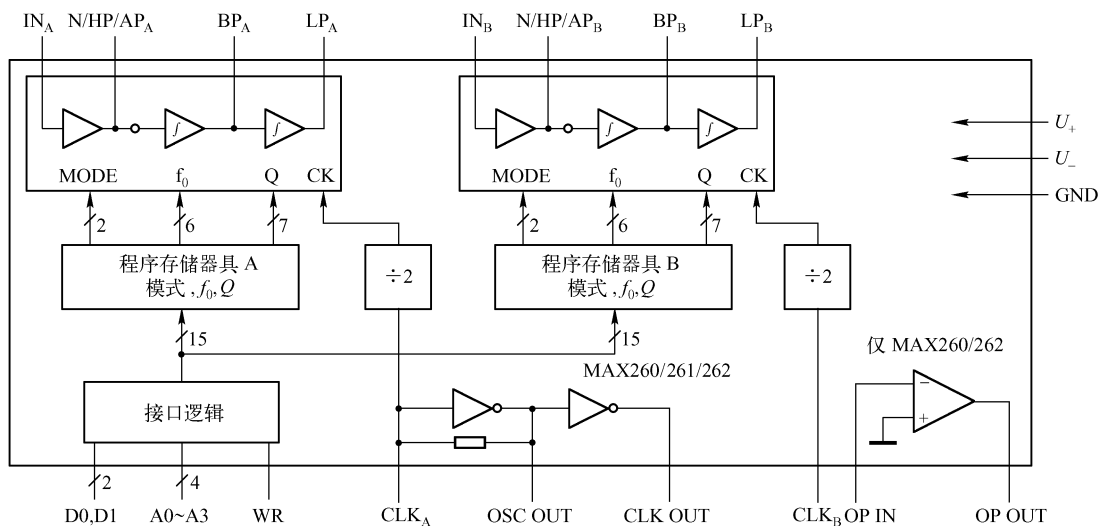


图 8.42 MAX260/261/262 内部电路原理简图

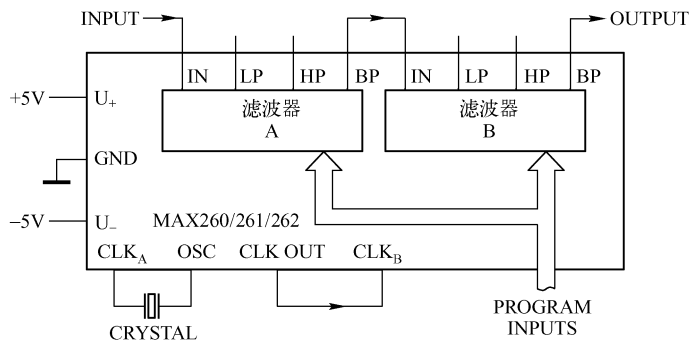


图 8.43 MAX260/261/262 的基本电路

二、引脚可编程的通用及带通滤波器 MAX263/264/267/268

1. MAX263/264/267/268 的引脚排列

MAX263/264/267/268 的引脚排列如图 8.44 所示。

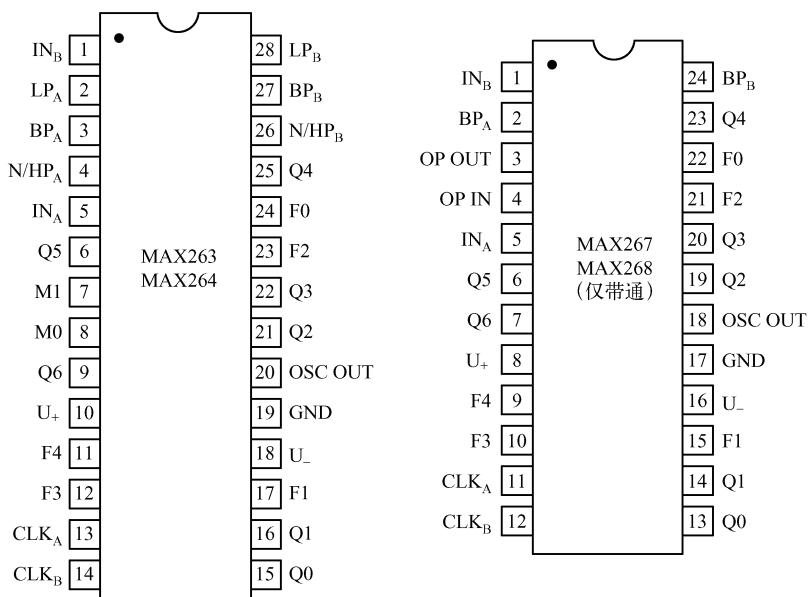


图 8.44 MAX263/264/267/268 的引脚排列

2. 电路特点

- ① 有效的滤波器设计软件。
- ② 32 级中心频率控制。
- ③ 128 级 Q 值控制。
- ④ 独立的 Q 和 f_0 编程。
- ⑤ 75kHz 的 f_0 范围（仅 MAX264/268）。
- ⑥ 单 +5V 或 ±5V 电源工作。

3. 电路原理与应用电路

MAX263/264/267/268 的内部电路原理简图如图 8.45 所示；MAX263 的 60 ~ 120Hz 陷波滤波器电路如图 8.46 所示。

三、引脚和电阻可编程的通用有源滤波器 MAX265/266

1. MAX265/266 的引脚排列

MAX265/266 的引脚排列如图 8.47 所示。

2. 电路特点

- ① 有效的滤波器设计软件。

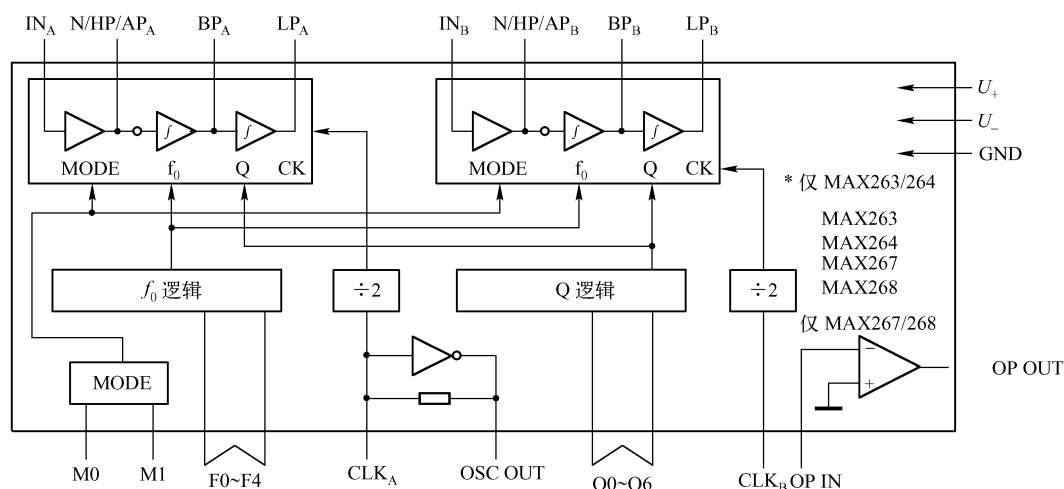


图 8.45 MAX263/264/267/268 的内部电路原理

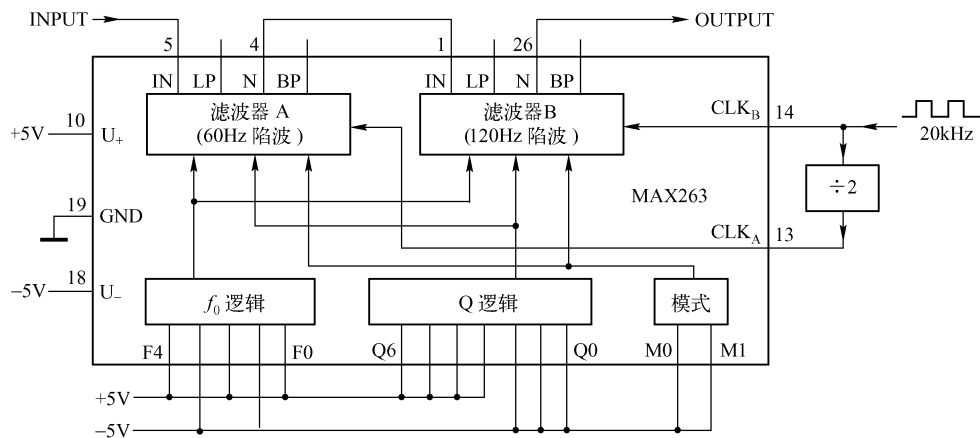


图 8.46 MAX263 的 60 ~ 120Hz 陷波滤波器电路

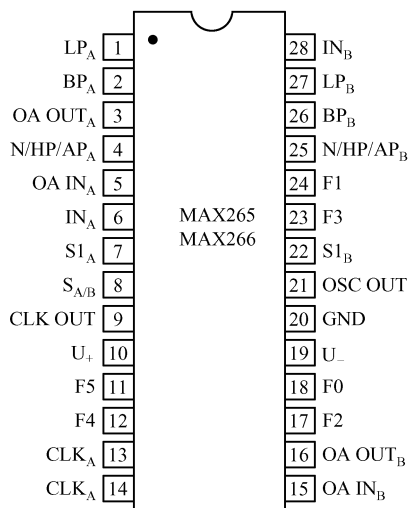


图 8.47 MAX265/266 的引脚排列

- ② 256 级中心频率控制。
- ③ 电阻调节 Q 值和频率 f_0 。
- ④ 140Hz 的频率范围（仅 MAX266）。
- ⑤ 单 +15V 或 $\pm 5V$ 电源工作。

3. 电路原理与应用电路

MAX265/266 的内部电路原理简图如图 8.48 所示。

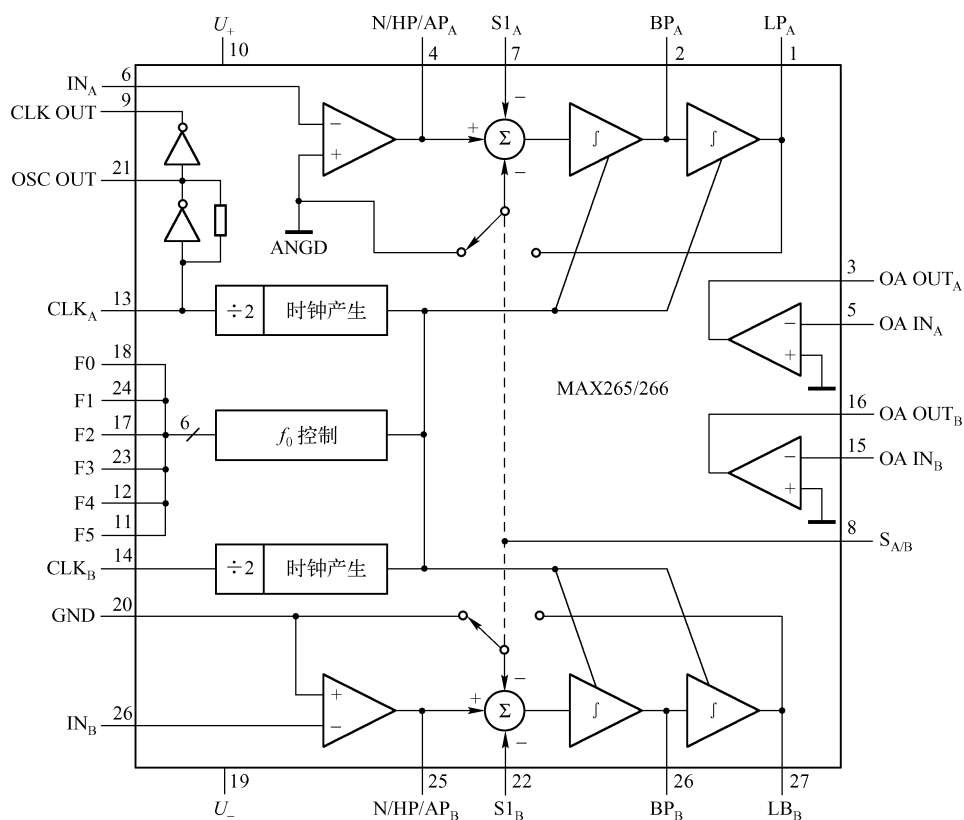


图 8.48 MAX265/266 的内部电路原理简图

时钟为 2MHz 的 30kHz 低通滤波器电路如图 8.49 所示；时钟为 1MHz 的 12.8kHz 带通滤波器电路如图 8.50 所示。

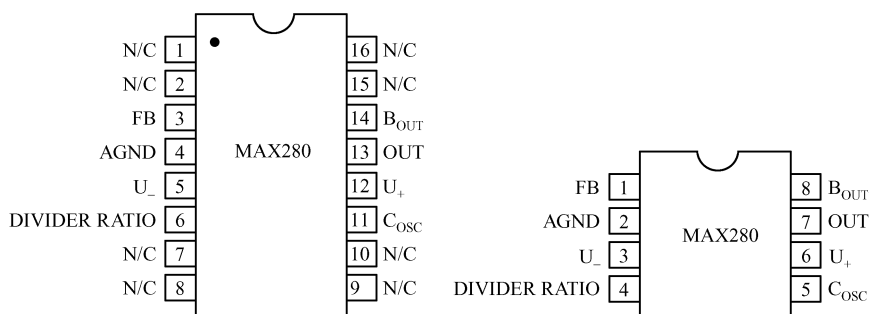
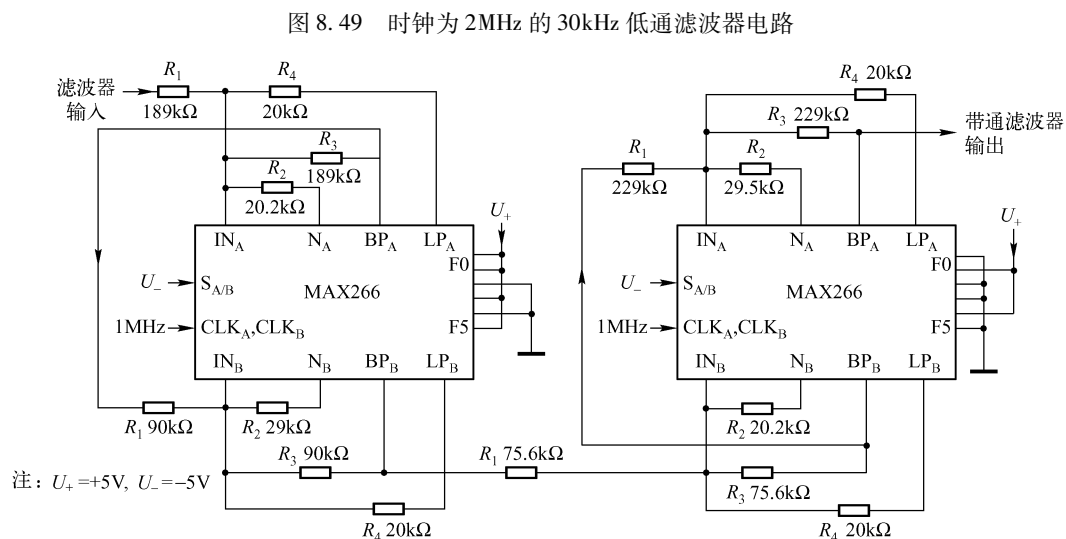
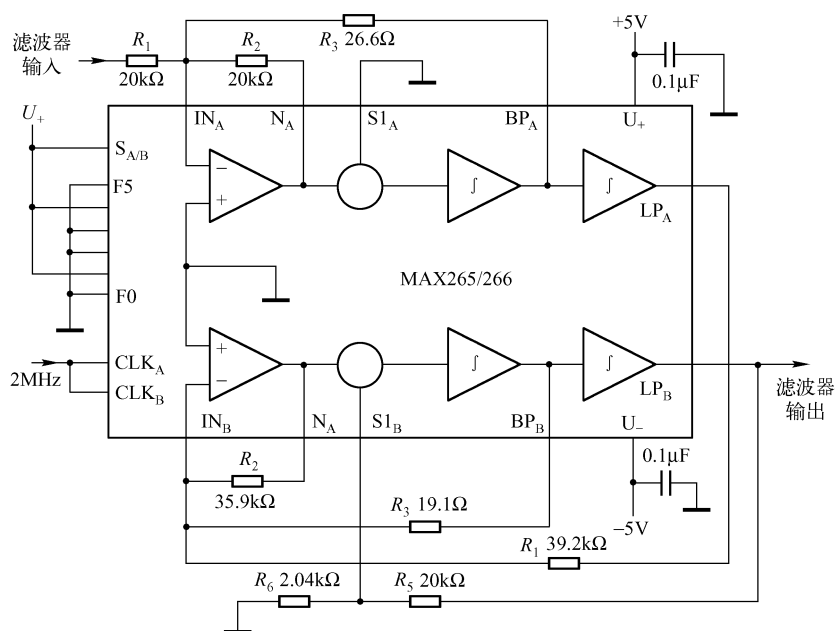
四、五阶零直流误差低通滤波器 MAX280

1. MAX280 的引脚排列

MAX280 的引脚排列如图 8.51 所示。

2. 电路特点

- ① 无直流误差低通滤波器。
- ② 带通噪声低。



- ③ DC 到 20kHz 截止频率。
- ④ 五阶全极点滤波器。
- ⑤ 内部或外部时钟。
- ⑥ 对于高阶可级联连接。
- ⑦ 缓冲输出有效。

3. 电路原理与应用电路

(1) 电路原理

MAX280 的内部电路简图及 DC 低通滤波器电路如图 8.52 所示。

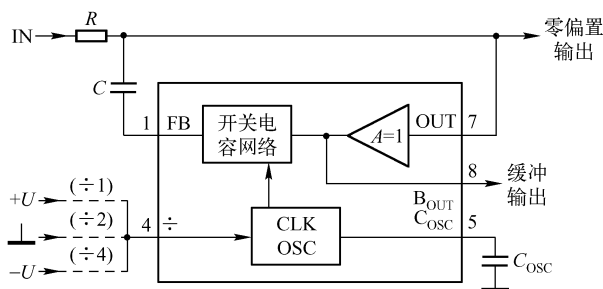


图 8.52 MAX280 的内部电路简图及 DC 低通滤波器电路

(2) 应用电路

MAX280 的单 5V 电源五阶 LP 滤波器电路如图 8.53 所示；MAX280 的级联连接电路如图 8.54 所示；MAX280 的 60Hz 陷波低通滤波器电路如图 8.55 所示。

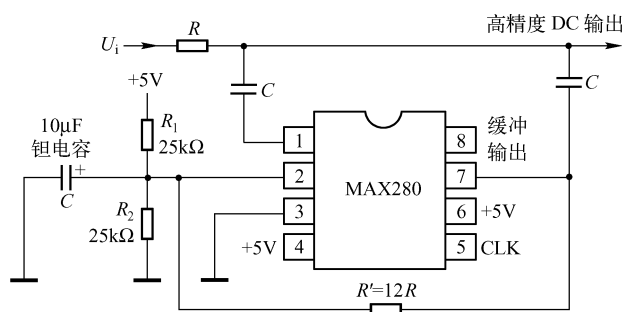


图 8.53 MAX280 的单 5V 电源五阶 LP 滤波器

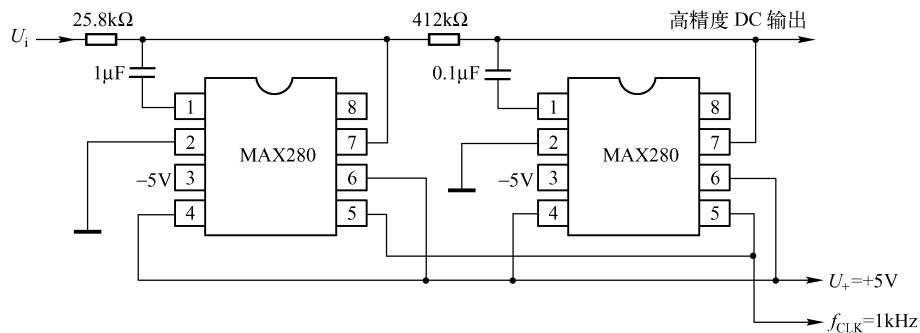


图 8.54 MAX280 的级联连接

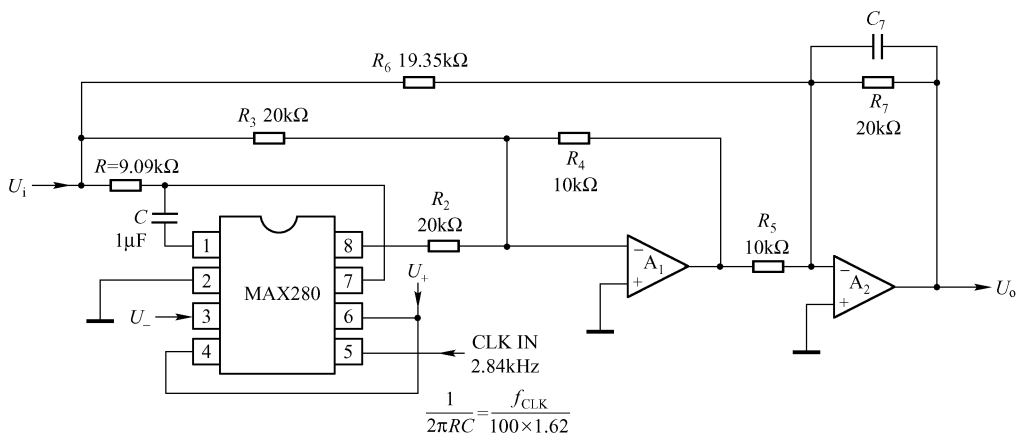


图 8.55 MAX280 的 60Hz 陷波低通滤波器

五、五阶零误差贝塞尔低通滤波器 MAX281

1. MAX281 的引脚排列

MAX281 的引脚排列如图 8.56 所示。

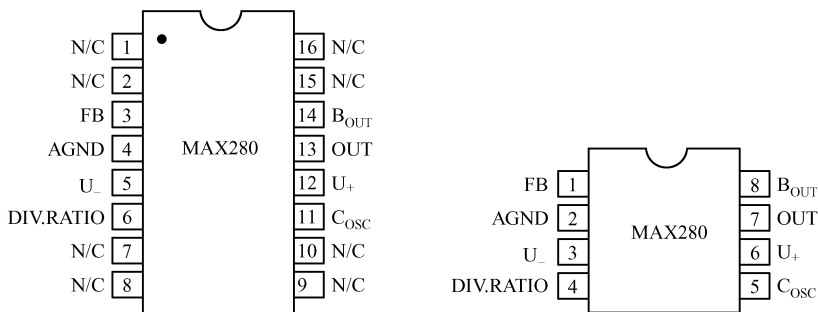


图 8.56 MAX281 的引脚排列

2. 电路特点

- ① 无直流误差贝塞尔低通滤波器。
- ② 带通噪声低。
- ③ DC 到 20kHz 截止频率。
- ④ 五阶全极点贝塞尔响应。
- ⑤ 对于高阶可级联连接。
- ⑥ 缓冲输出有效。

3. 电路原理与应用电路

(1) 电路原理

MAX281 的内部电路原理简图如图 8.57 所示。

(2) 应用电路

MAX281 的二级级联滤波器电路如图 8.58 所示，滤出高压直流中的交流信号电路如图 8.59 所示。

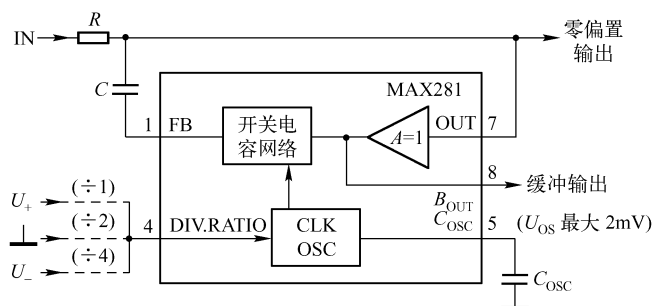


图 8.57 MAX281 的内部电路原理简图

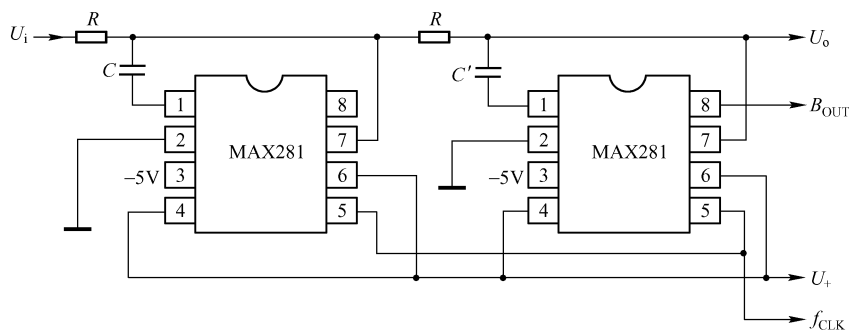


图 8.58 MAX281 的二级级联滤波器电路

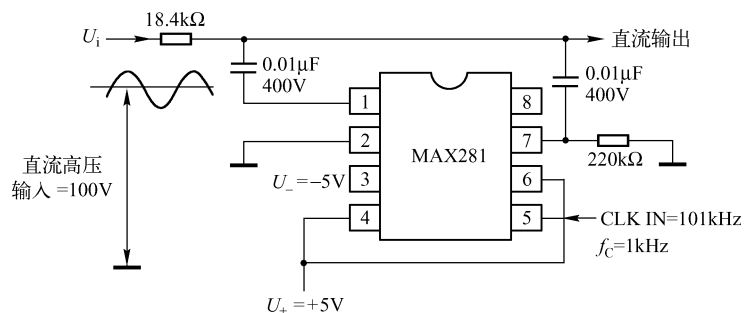


图 8.59 滤出高压直流中的交流信号电路

六、八阶低通开关电容滤波器 MAX291/292/295/296

1. MAX291/292/295/296 的引脚排列

MAX291/292/295/296 的引脚排列如图 8.60 所示。

2. 电路特点

- ① 八阶低通滤波器。巴特沃斯响应：MAX291/MAX295；贝塞尔响应：MAX292/MAX296。
- ② 可调时钟拐点频率范围为 0.1Hz ~ 25kHz (MAX291/MAX292)；0.1Hz ~ 50kHz (MAX295/MAX296)。
- ③ 不需外接电阻和电容。

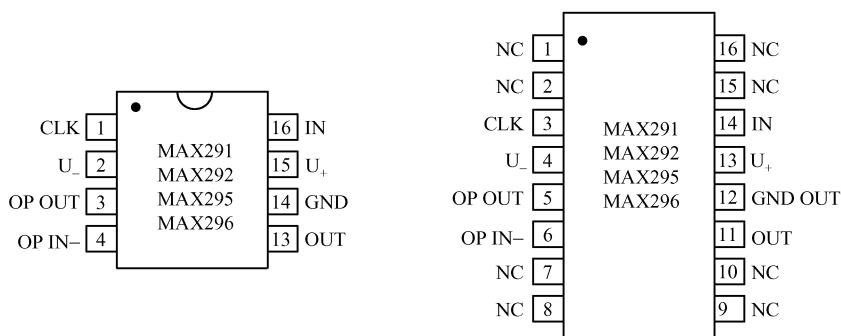


图 8.60 MAX291/292/295/296 的引脚排列

④ 内部或外部时钟。

⑤ 时钟频率与拐点频率比为 100:1 (MAX291/MAX292); 50:1 (MAX295/MAX296)。

⑥ 低噪声: -70dB THD + 噪声 (典型值)。

⑦ 单电源 +5V 或 ±5V 电源工作。

⑧ 具有用于抗混叠或时钟噪声滤波的运算放大器。

3. 应用电路

(1) 基本电路

MAX291/292/295/296 的基本电路如图 8.61 所示。

(2) 单电源工作电路

MAX291/292/295/296 的 +5V 单电源工作电路如图 8.62 所示。

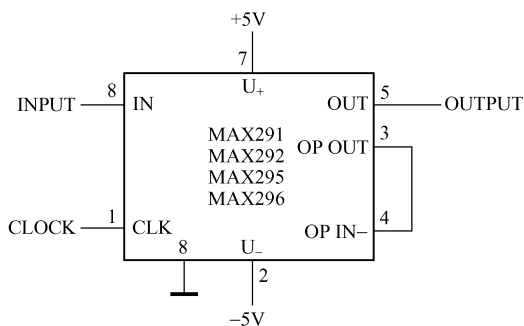


图 8.61 MAX291/292/295/296 的基本电路

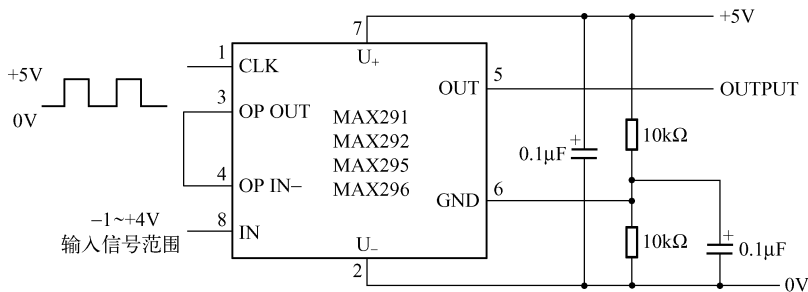


图 8.62 MAX291/292/295/296 的 +5V 单电源工作电路

七、八阶低通椭圆开关电容滤波器 MAX293/294/297

1. MAX293/294/297 的引脚排列

参见本章第七节相关内容。

2. 电路特点

① 八阶低通椭圆滤波器。

② 可调时钟拐点频率范围为 $0.1\text{Hz} \sim 25\text{kHz}$ (MAX293/MAX294); $0.1\text{Hz} \sim 50\text{kHz}$ (MAX297)。

③ 不需外接电阻和电容。

④ 内部或外部时钟。

⑤ 时钟频率与拐点频率比为 $100:1$ (MAX293/MAX294); $50:1$ (MAX297)。

⑥ 单电源 $+5\text{V}$ 或双电源 $\pm 5\text{V}$ 工作。

⑦ 具有用于抗混叠或时钟噪声滤波的运算放大器。

3. 应用电路

详见本章第七节相关内容。

八、八阶低通椭圆开关电容滤波器 MAX7400/7403/7404/7407

1. MAX7400/7403/7404/7407 的引脚排列

MAX7400/7403/7404/7407 的引脚排列如图 8.63 所示。

2. 电路特点

① 八阶低通椭圆滤波器。

② 低噪声、低失真: $-82\text{dB THD} + \text{噪声}$ (MAX7400)。

③ 可调时钟拐点频率为 $1\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 。

④ 时钟频率与拐点频率比为 $100:1$ 。

⑤ 低功耗: 2mA (工作模式); 0.2mA (休眠模式)。

⑥ 单电源工作。 $+5\text{V}$ (MAX7400/MAX7403); $+3\text{V}$ (MAX7404/MAX7407)。

3. 电路原理

MAX7400/7403/7404/7407 的内部电路原理简图如图 8.64 所示。

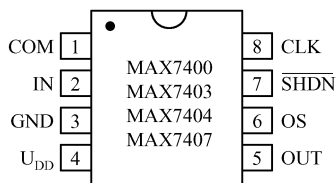


图 8.63 MAX7400/7403/7404/7407 的引脚排列

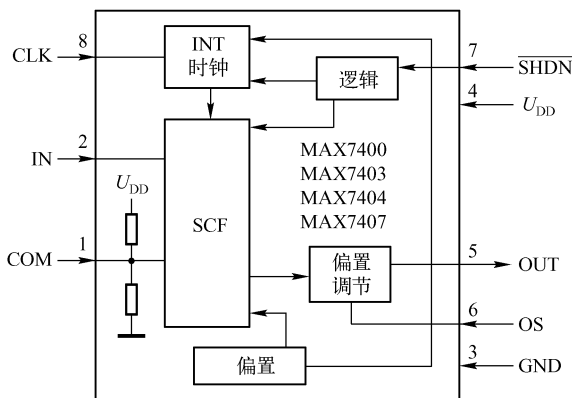


图 8.64 MAX7400/7403/7404/7407 的内部电路原理简图

4. 应用电路

① MAX7400/7403/7404/7407 的典型电路如图 8.65 所示。

② MAX7400/7403/7404/7407 的偏置调节电路如图 8.66 所示。

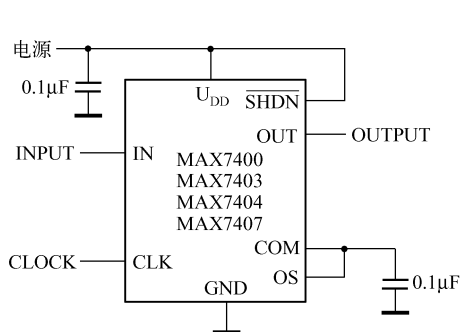


图 8.65 MAX7400/7403/7404/7407
的典型电路

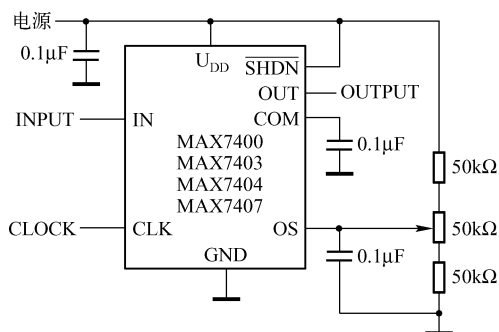


图 8.66 MAX7400/7403/7404/7407
的偏置调节电路

③ MAX7400/7403/7404/7407 的双电源工作电路如图 8.67 所示。

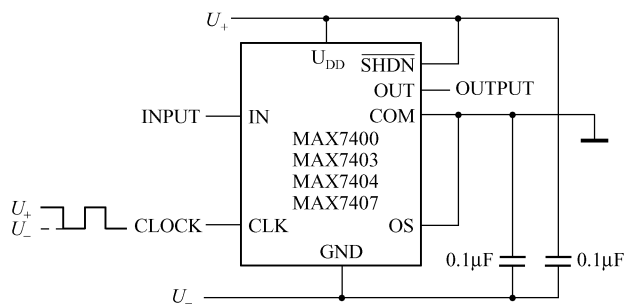


图 8.67 MAX7400/7403/7404/7407 的双电源工作电路

九、八阶低通贝塞尔开关电容滤波器 MAX7401/7405

1. MAX7401/7405 的引脚排列

MAX7401/7405 的引脚排列如图 8.68 所示。

2. 电路特点

- ① 八阶低通贝塞尔滤波器。
- ② 低噪声、低失真：-82dB THD + 噪声。
- ③ 可调时钟拐点频率范围为 1Hz ~ 5kHz。
- ④ 时钟率与拐点频率比为 100:1。
- ⑤ 低输出失调：±5mV。
- ⑥ 单电源工作：+5V (MAX7401)；+3V (MAX7405)。
- ⑦ 低功耗：2mA (工作模式)；0.2μA (休眠模式)。

3. 应用电路

① MAX7401/MAX7405 的典型电路如图 8.69 所示。

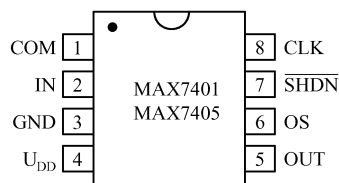


图 8.68 MAX7401/7405 的引脚排列

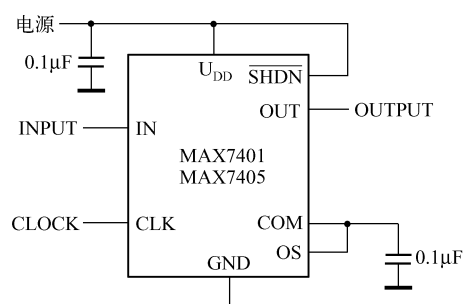


图 8.69 MAX7401/MAX7405 的典型电路

② MAX7401/MAX7405 的偏置调节电路如图 8.70 所示。

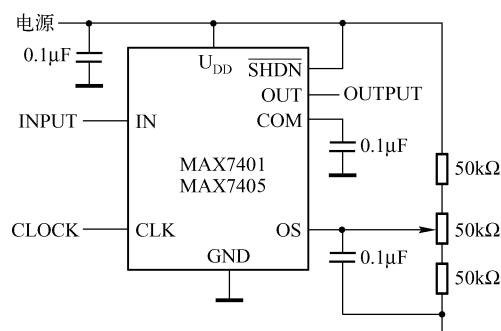


图 8.70 MAX7401/MAX7405 的偏置调节电路

③ MAX7401/MAX7405 的双电源工作电路如图 8.71 所示。

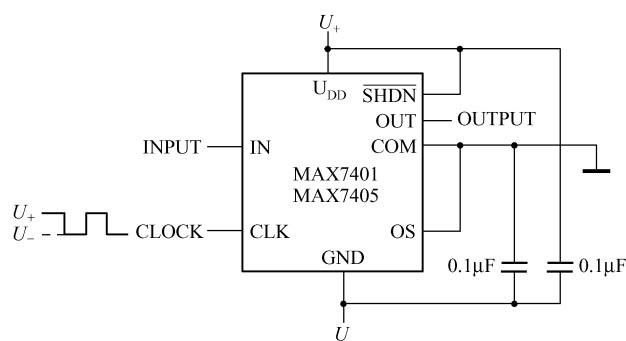


图 8.71 MAX7401/MAX7405 的双电源工作电路

十、五阶低通椭圆开关电容滤波器 MAX7408/7411/7412/7415

1. MAX7408/7411/7412/7415 的引脚排列

MAX7408/7411/7412/7415 的引脚排列如图 8.72 所示。

2. 电路特点

- ① 五阶低通椭圆滤波器。
- ② 低噪声、低失真：-82dB THD + 噪声。

- ③ 可调时钟拐点频率范围：1Hz ~ 15kHz。
- ④ 单电源工作：+5V (MAX7408/MAX7411)；+3V (MAX7412/MAX7415)。
- ⑤ 低输出失调：±4mV。
- ⑥ 低功耗：1.2mA (工作模式)；0.2μA (休眠模式)。

3. 应用电路

- ① MAX7408/7411/7412/415 的典型电路如图 8.73 所示。

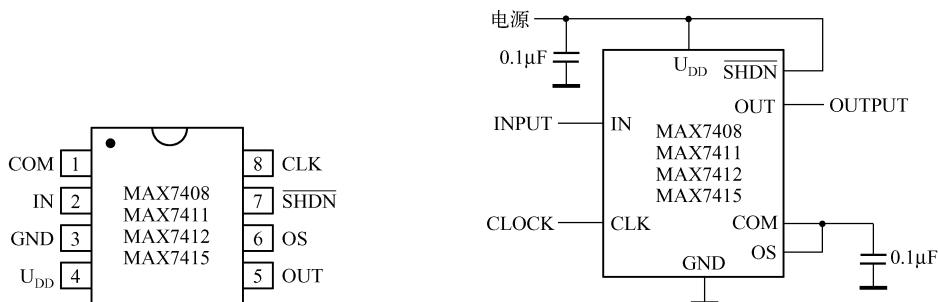


图 8.72 MAX7408/7411/7412/7415 的引脚排列

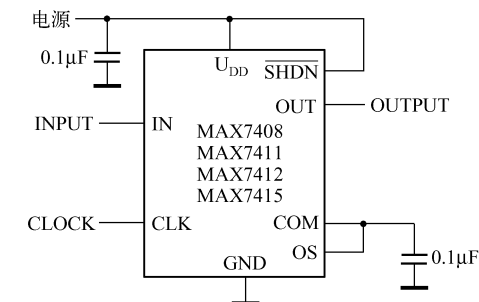


图 8.73 MAX7408/7411/7412/415 的典型电路

- ② MAX7408/7411/7412/415 的双电源工作电路如图 8.74 所示。

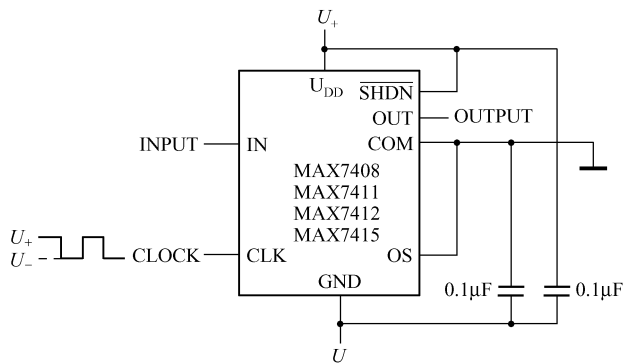


图 8.74 MAX7408/7411/7412/415 的双电源工作电路

十一、五阶低通开关电容滤波器 MAX7409/7410/7413/7414

1. MAX7409/7410/7413/7414 的引脚排列

MAX7409/7410/7413/7414 的引脚排列如图 8.75 所示。

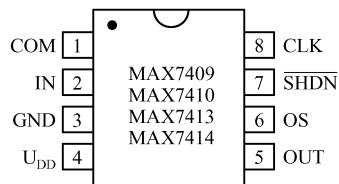


图 8.75 MAX7409/7410/7413/7414 的引脚排列

2. 电路特点

- ① 五阶低通滤波器，巴特沃斯响应：MAX7410/MAX7414；贝塞尔响应：MAX7409/MAX7413。
- ② 可调时钟拐点频率范围为 1kHz ~ 15kHz。
- ③ 单电源工作：+5V (MAX7409/MAX7410)；+3V (MAX7413/MAX7414)。

- ④ 低输出失调: $\pm 4\text{mV}$ 。
- ⑤ 低功耗: 1.2mA (工作模式); $0.2\mu\text{A}$ (休眠模式)。

3. 应用电路

- ① MAX7409/7410/7413/7414 的典型电路如图 8.76 所示。
- ② MAX7409/7410/7413/7414 的偏置调节电路如图 8.77 所示。

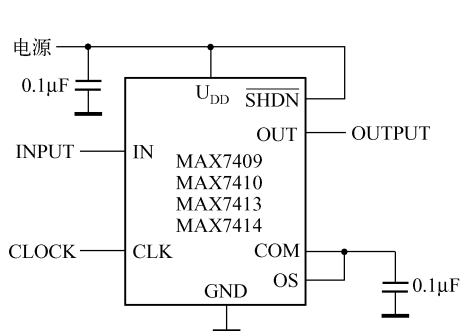


图 8.76 MAX7409/7410/7413/7414 的典型电路

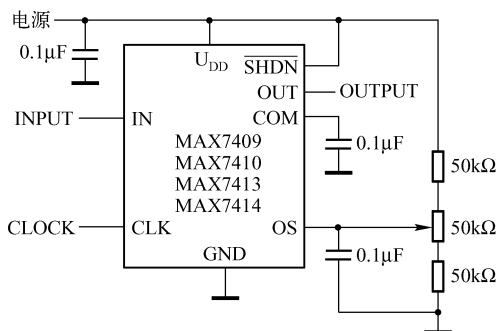


图 8.77 MAX7409/7410/7413/7414 的偏置调节电路

十二、五阶低通椭圆开关电容滤波器 MAX7426/7427

1. MAX7426/7427 的引脚排列

MAX7426/7427 的引脚排列如图 8.78 所示。

2. 电路特点

- ① 五阶低通椭圆滤波器
- ② 低噪声、低失真: $-80\text{dB THD} + \text{噪声}$ 。
- ③ 可调时钟拐点频率范围: $1\text{Hz} \sim 12\text{kHz}$ 。
- ④ 单电源工作: $+5\text{V}$ (MAX7426); $+3\text{V}$ (MAX7427)。
- ⑤ 低输出失调: $\pm 4\text{mV}$ 。
- ⑥ 低功耗: 0.8mA (工作模式); $0.2\mu\text{A}$ (休眠模式)。

3. 应用电路

- ① MAX7426/7427 的典型电路如图 8.79 所示。

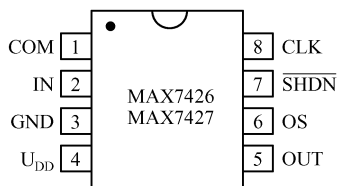


图 8.78 MAX7426/7427 的引脚排列

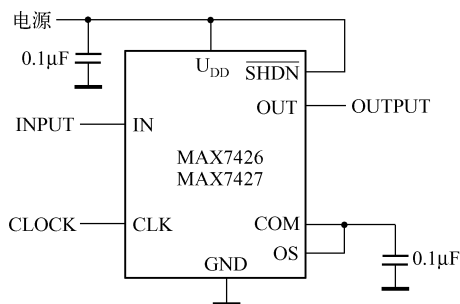


图 8.79 MAX7426/7427 的典型电路

② MAX7426/7427 的双电源工作电路如图 8.80 所示。

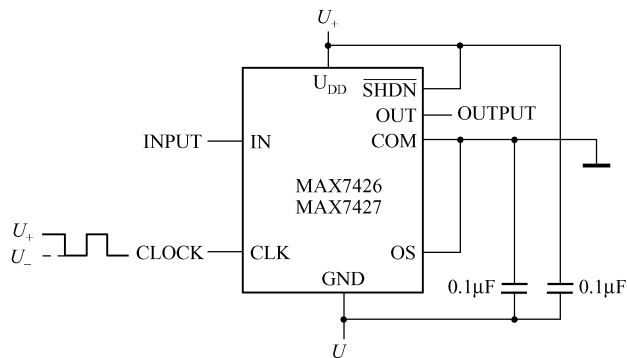


图 8.80 MAX7426/7427 的双电源工作电路

十三、八阶低通巴特沃斯开关电容滤波器 MAX7480

1. MAX7480 的引脚排列

MAX7480 的引脚排列如图 8.81 所示。

2. 电路特点

- ① 八阶低通巴特沃斯滤波器。
- ② 低噪声、低失真：-73dB THD + 噪声。
- ③ 可调时钟拐点频率范围：1Hz ~ 12kHz。
- ④ 时钟频率与拐点频率比：100:1。
- ⑤ +5V 单电源工作。
- ⑥ 低输出失调：±5mV。
- ⑦ 低功耗：2.9mA（工作模式）；0.2μA（休眠模式）。

3. 应用电路

① MAX7480 的典型电路如图 8.82 所示。

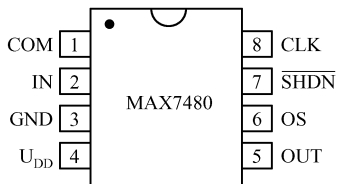


图 8.81 MAX7480 的引脚排列

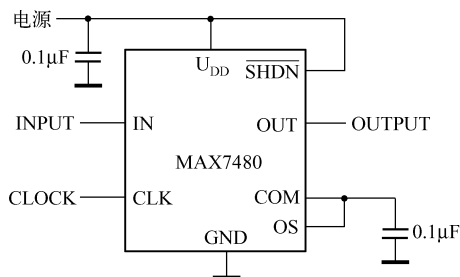


图 8.82 MAX7480 的典型电路

② MAX7480 的偏置调节电路如图 8.83 所示。

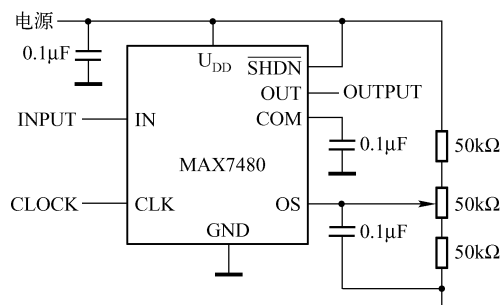


图 8.83 MAX7480 的偏置调节电路

十四、五阶低通开关电容滤波器 MAX7418 ~ MAX7425

1. MAX7418 ~ MAX7425 的引脚排列

MAX7418 ~ MAX7425 的引脚排列如图 8.84 所示。

2. 电路特点

- (1) 五阶低通椭圆滤波器。椭圆响应：MAX7418/7421/7422/7425；贝塞尔响应：MAX7419/7423；巴特沃斯响应：MAX7420/MAX7424。
- (2) 可调时钟拐点频率范围：1Hz ~ 45kHz。
- (3) 单电源工作：+5V（MAX7418/MAX7421）；+3V（MAX7422/MAX7425）。
- (4) 低输出失调：±4mV。
- (5) 低功耗：3mA（工作模式）；0.2μA（休眠模式）。

3. 应用电路

① MAX7418 ~ MAX7425 的典型电路如图 8.85 所示。

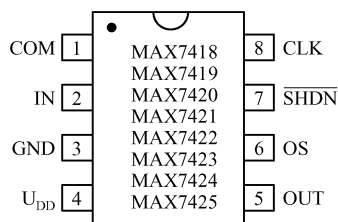


图 8.84 MAX7418 ~ MAX7425 的引脚排列

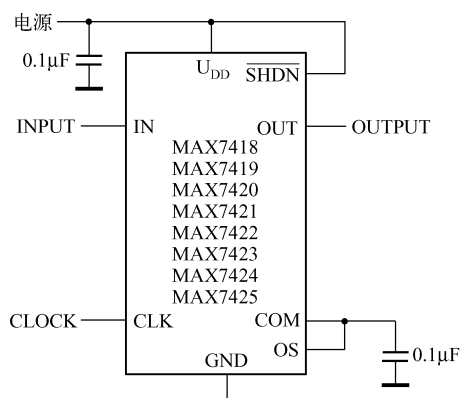


图 8.85 MAX7418 ~ MAX7425 的典型电路

② MAX7418 ~ MAX7425 的双电源工作电路如图 8.86 所示。

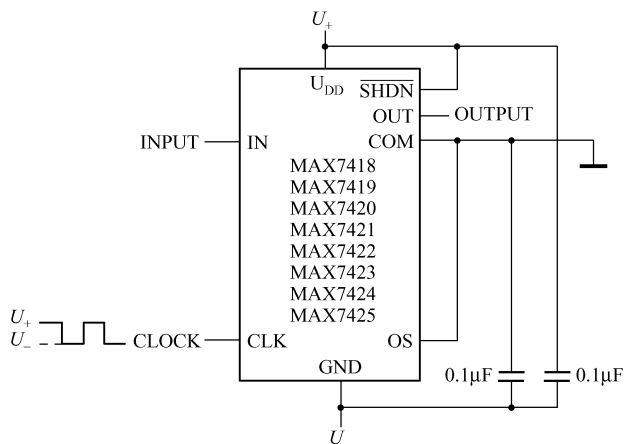


图 8.86 MAX7418 ~ MAX7425 的双电源工作电路

十五、双通用开关电容滤波器 MAX7490/MAX7491

1. MAX7490/MAX7491 的引脚排列

MAX7490/MAX7491 的引脚排列如图 8.87 所示。

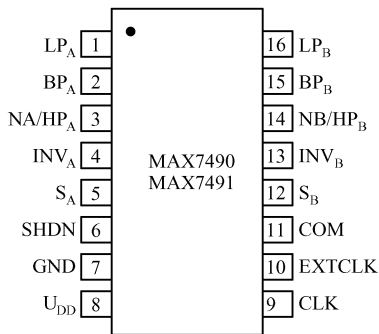


图 8.87 MAX7490/MAX7491
的引脚排列

2. 电路特点

- ① 双二阶滤波器。
- ② 高精度： Q 值精度为 $\pm 0.2\%$ ；时钟拐点频率误差为 $\pm 0.2\%$ 。
- ③ 轨至轨输入和输出工作。
- ④ 单电源工作： $+5V$ (MAX7490)； $+3V$ (MAX7491)。
- ⑤ 内部或外部时钟。
- ⑥ 高通、低通、带通、陷波（带阻）滤波器。
- ⑦ 时钟频率与拐点频率比为 100:1。
- ⑧ 内部采样频率与中心频率比为 200:1。
- ⑨ 中心频可达 40kHz。

⑩ 多极点滤波器容易级联。

⑪ 低功耗： $<1\mu A$ （休眠模式）

3. 电路原理与应用电路

(1) 电路原理

MAX7490/MAX7491 的内部电路原理简图如图 8.88 所示。

(2) 应用电路

① MAX7490/MAX7491 的四阶 10kHz 带通滤波器电路如图 8.89 所示。

② MAX7490/MAX7491 的双电源工作电路如图 8.90 所示。

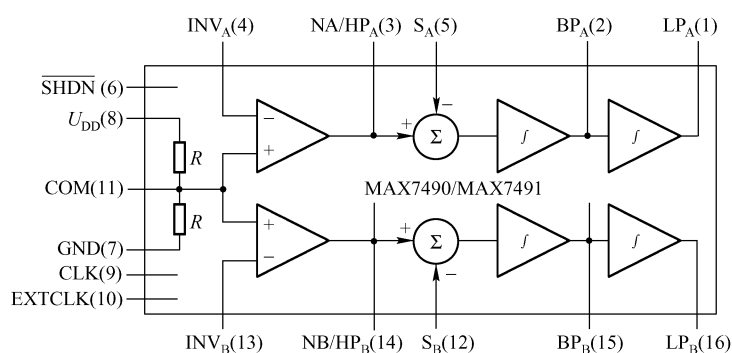


图 8.88 MAX7490/MAX7491 的内部电路原理简图

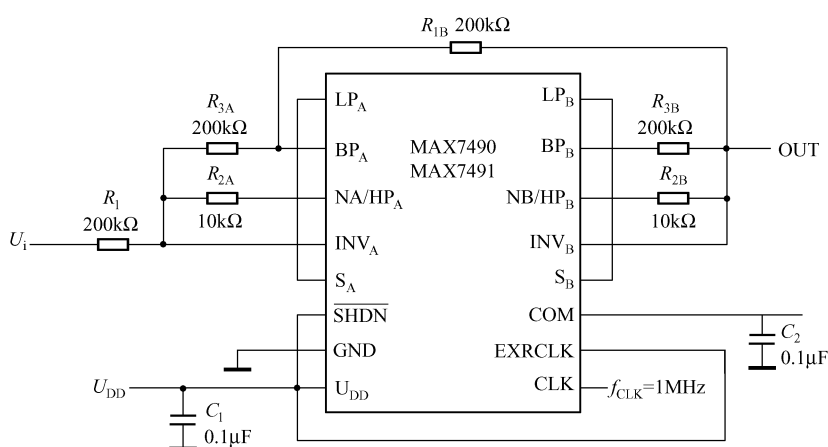


图 8.89 MAX7490/MAX7491 的四阶 10kHz 带通滤波器电路

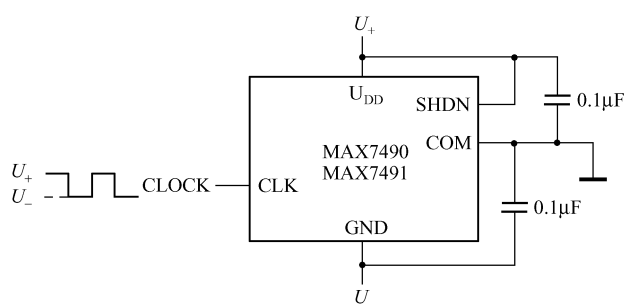


图 8.90 MAX7490/MAX7491 的双电源工作电路

十六、双通用开关电容波波器 MF10

1. MF10 的引脚排列

MF10 的引脚排列如图 8.91 所示。

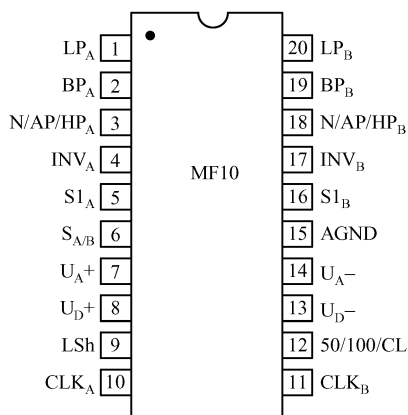


图 8.91 MF10 的引脚排列

2. 电路特点

- ① 不需外接电容。
- ② 优良的 Q 值稳定性和频率稳定性。
- ③ 多极点滤波器容易级联。
- ④ 通过外部时钟设置滤波器频率。
- ⑤ 时钟频率与中心频率比精度为 0.2%。
- ⑥ 高通、低通、带通、陷波（带阻）、全通滤波器功能。
- ⑦ 最多同时有三种滤波器功能输出。
- ⑧ 工作频率可达 30kHz。
- ⑨ CMOS 工艺。

⑩ 低功耗。

3. 电路原理与应用电路

(1) 电路原理

MF10 的内部电路原理简图如图 8.92 所示。

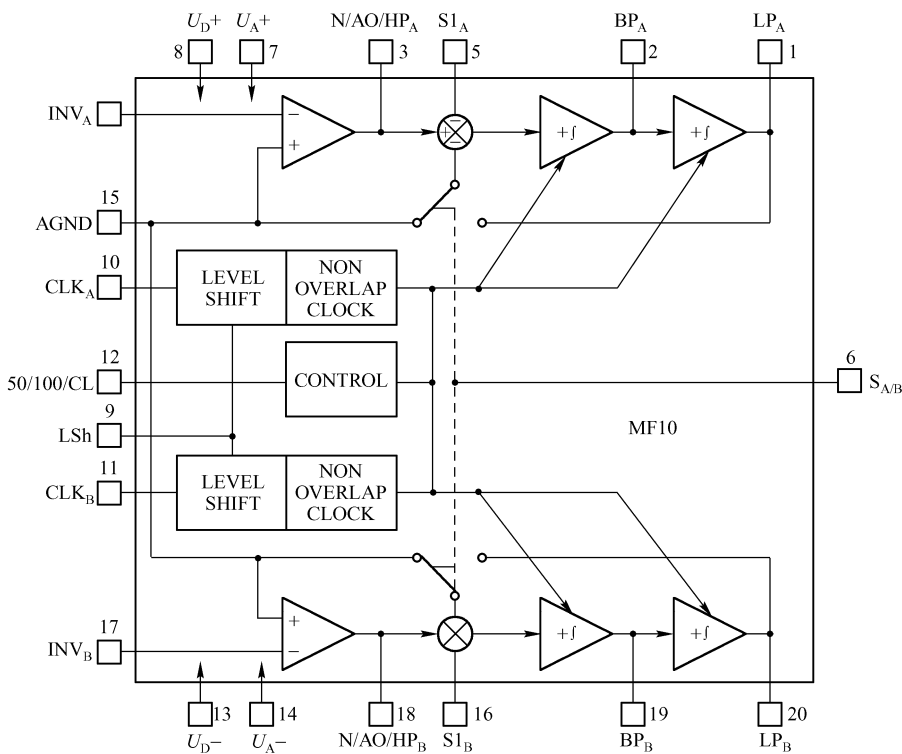


图 8.92 MF10 的内部电路原理简图

(2) 应用电路

MF10 四阶 2kHz 巴特沃斯低通滤波器电路如图 8.93 所示。

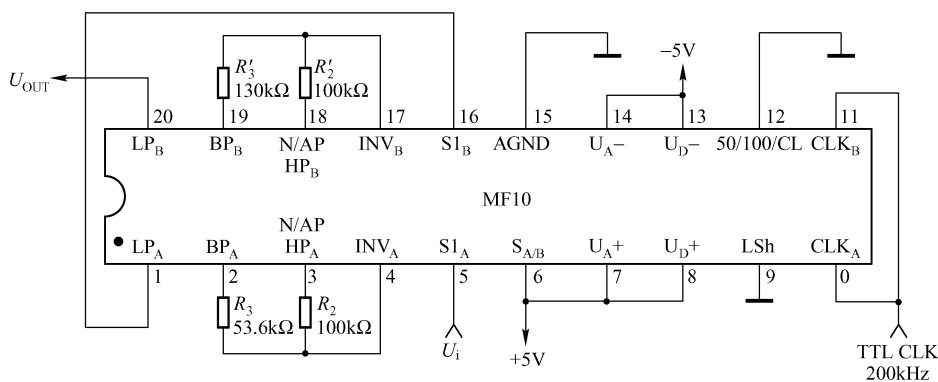


图 8.93 MF10 四阶 2kHz 巴特沃斯低通滤波器电路

第十一节 各种实用滤波器电路

1. 赛伦 - 凯 (Sallen - key) 低通滤波器

(1) 10kHz 赛伦 - 凯低通滤波器

赛伦 - 凯低通滤波器即为二阶低通滤波器，电路如图 8.94 (a) 所示，其截止角频率 ω_0 和品质因数 Q 分别为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = 1 / \left(\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \right)$$

当 $R_1 = R_2 = R$ 时，有

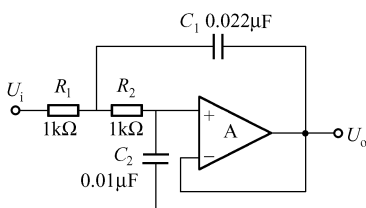
$$f_0 = \frac{1}{2\pi R} \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}} \approx 10\text{kHz}, \quad Q = 0.74$$

在实用中，一般设计成 $Q = 1/\sqrt{2}$ 。

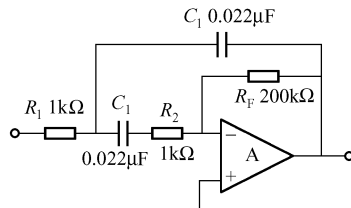
(2) 500Hz 赛伦 - 凯低通滤波器

电路如图 8.94 (b) 所示，图中 $R_1 = R_2 = R = 1\text{k}\Omega$ ， $C_1 = C_2 = C = 0.022\mu\text{F}$ 。电路的截止频和品质因数分别为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_F R_1 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_F R_1}} \approx 512\text{Hz}, \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_F}{R_1}} \approx 7$$



(a) 10kHz 赛伦 - 凯低通滤波器



(b) 500Hz 赛伦 - 凯低通滤波器

图 8.94 赛伦 - 凯低通滤波器

与图 8.94 (a) 不同, 图 8.94 (b) 中的 RC 网络跨接在反相端和输出端, 因此, f_0 和 Q 的计算公式不同。

图 8.94 (b) 所示电路的频率特性如图 8.95 所示。

2. 超低频 (0.003Hz) RC 滤波器

气象测量、海洋探测、地震监测等诸多领域中使用的仪器仪表, 常常需要超低频的低通滤波器, 它们的时间常数 RC 达到几秒或数十秒, 这就要求有较大的电阻和大容量的电容器。大电容的漏电流较大, 大阻值的电阻用于场效应管输入级的运放, 但这又带来失调电压的问题。

超低频 RC 滤波器电路如图 8.96 所示。电路能将时间常数 RC 增大至 $(N+2)RC$, $N = R/R_1$, 电路的时间常数 $\tau = (N+2)RC = \left(\frac{100 \times 10^3}{20} + 2\right) \times 100 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6} \text{s} = 50 \text{s}$ 。由此可得电路的截止频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi \times 50} \text{Hz} = 0.003 \text{Hz}$$

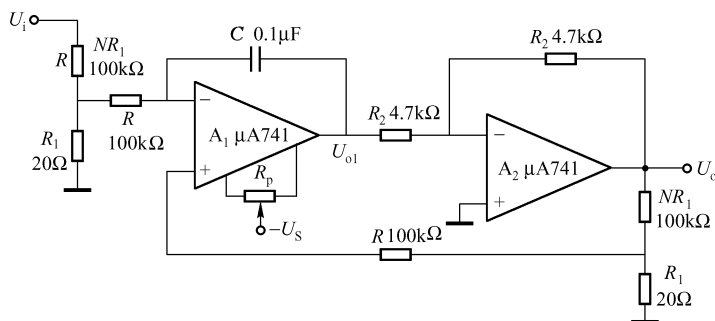


图 8.96 超低频 RC 滤波器

电路中的两个放大器 A_1 与 A_2 之间存在正反馈, 反馈电阻为 $100 \text{k}\Omega$ 。 A_2 将输出电压 U_o 的一部分 $R_1 U_o / (NR_1 + R_1) = U_o N + 1$ 反馈至 A_1 的同相端。 A_2 的闭环增益为 $A_{F2} = -1$ 。不考虑 C 的影响, 电路的增益 $A_F = A_{F1} A_{F2} = N + 1$ 。

当 $U_i = 0$ 时, 应通过调零电位器 R_p 使其输出 $U_{o1} = 0$ (调零时应将 C 断开); 若 $N < 50$, 不可调零。 A_1 、 A_2 可选择斩波稳零高精度运放, 如 ICL7650, 其失调电压很小, 不需要调零电位器。

3. 四阶高通巴特沃斯滤波器

四阶高通巴特沃斯滤波器电路如图 8.97 所示, 它是最大平直型有源 RC 滤波器, 其滤波特性在小于截止频率 ω_0 的范围内, 具有最平直的滤波特性, 但滤波特性衰减较慢。

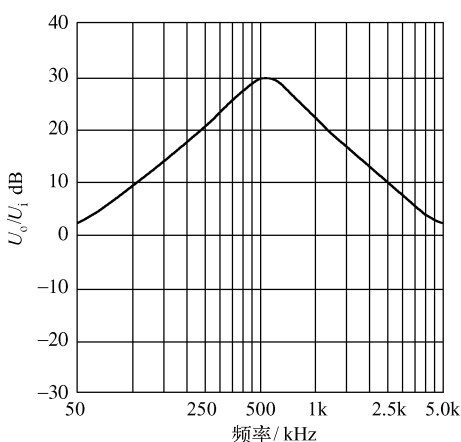


图 8.95 500Hz 赛伦-凯低通滤波器的频率特性

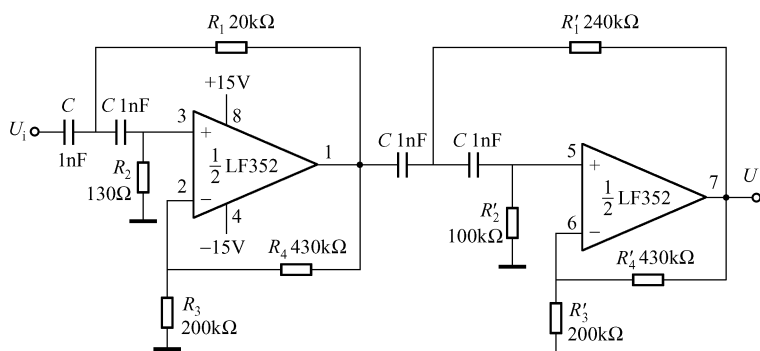


图 8.97 四阶高通巴特沃斯滤波器

电路的闭环增益为

$$A_F = A_{F1} A_{F2} = (1 + R_4/R_4)(1 + R'_4/R'_4) \approx 10$$

固有频率为

$$f_n = \frac{1}{2\pi C \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}} \approx \frac{1}{2\pi C \sqrt{\frac{1}{R'_1 R'_2}}} \approx 1000 \text{ Hz}$$

A_1 和 A_2 的阻尼比分别为 $\zeta_1 = 0.37$ 和 $\zeta_2 = 0.75$ 。

该电路可通过 1kHz 以上的频率信号，抑制 1kHz 以下的信号。

4. 带宽为 0.1 ~ 10Hz 的带通滤波器

由运放 A_1 和 A_2 组成的带宽为 0.1 ~ 10Hz 的滤波器电路如图 8.98 所示。图中的 A_1 为高通滤波器，截止频率为 $f_{01} = 1/(2\pi R_1 C) = 0.08 \text{ Hz}$ ，即 A_1 通过 0.1Hz 以上的信号； A_2 为低通滤波器，截止频率为 $f_{02} = 1/(2\sqrt{2}\pi R_4 C_3) = 10 \text{ Hz}$ 。 A_1 阻止 1Hz 以下的频率信号通过， A_2 阻止 10Hz 以上的频率信号通过，因此， A_1 与 A_2 串联就构成了带通滤波器。照此方法，可设计出其他带宽的带通滤波器。

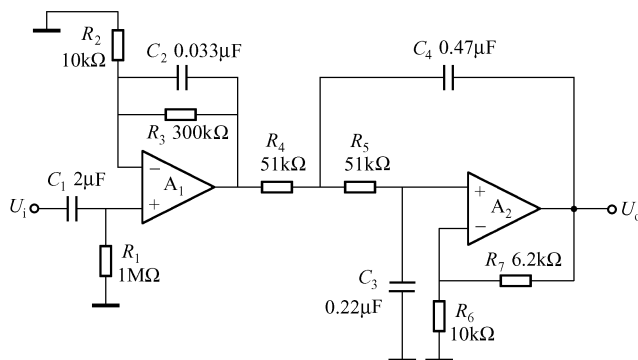


图 8.98 带宽 0.1 ~ 10Hz 的滤波器

A_1 的增益为 $A_{F1} = 1 + R_3/R_2 = 31$ ， A_2 的增益为 $A_{F2} = 1 + R_7/R_6 = 1.62$ ，电路的增益为 $A_F = A_{F1} A_{F2} = 50$ 。

运算放大器用通用Ⅲ型高增益的产品均可，如 $\mu A741B$ 、F007B、F006 等；电阻应选 $\pm 1\%$ 的金属膜电阻；电容选漏电较小的产品，如涤纶、聚酯、陶瓷电容等。

5. 六阶带通滤波器

把三个完全相同的二阶带通滤波器级联起来, 就可以组成六阶带通滤波器, 如图 8.99 所示。滤波电路的中心频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} = 763 \text{ Hz}$$

A_1 的增益为 $A_{F1} = \frac{+6}{2 \times 15} = 1.87$, 电路的总增益为 $A_F = A_{F1} A_{F2} A_{F3} = 6.5$ 。

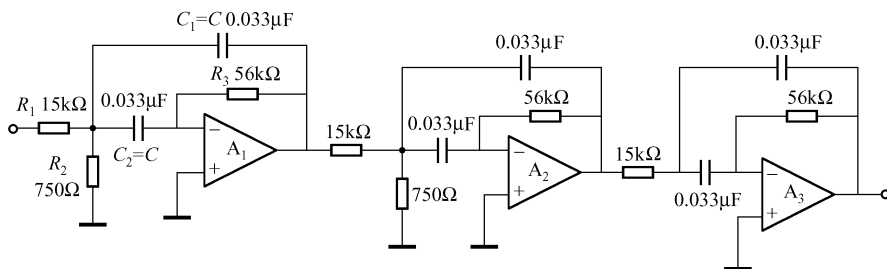


图 8.99 六阶带通滤波器

6. 300 ~ 3000Hz 带通滤波器

300 ~ 3000Hz 带通滤波器由二阶高通滤波器 A_1 和二阶低通滤波器 A_2 组成, 如图 8.100 所示。

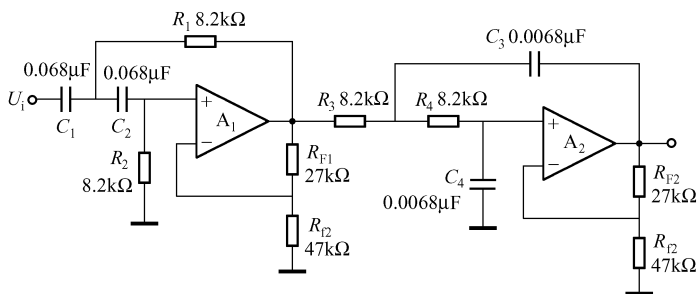


图 8.100 300 ~ 3000Hz 带通滤波器

该电路是用于电话通信系统的实用带通滤波器, 它的作用是抑制低于 300Hz 和高于 3000Hz 的信号, 使声音更加清晰。 A_1 是二阶高通滤波器, 中心频率为 300Hz; A_2 是二阶低通滤波器, 中心频率为 3000Hz。具体计算如下:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = 286 \text{ Hz}, f_{02} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_3 R_4 C_3 C_4}} = 2856 \text{ Hz}$$

A_1 和 A_2 的增益相等, 即

$$A_{F1} = A_{F2} = 1 + \frac{R_{F1} (\text{或 } R_{F2})}{R_{I1} (\text{或 } R_{I2})} = 1 + 27/47 = 1.57$$

电路的总增益 $A_F = A_{F1} A_{F2} = 2.48$ 。

将 A_1 与 A_2 串联即实现了巴特沃斯的带阻响应。

电阻、电容的精度要求不高, 电阻为 $\pm 5\%$, 电容为 $\pm 2\%$ 即可, 因为对于电话, 相差十

几赫兹不影响通话质量。

7. 频率和 Q 值均可调的窄带滤波器

图 8.101 所示电路为一个频率和 Q 值均可调节且互不影响的有源窄带滤波器。它采用文氏电桥正反馈的形式，其闭环增益为 1。

一般的文氏振荡器，闭环增益 $A_F \geq 3$ 电路才能起振，而本例电路的闭环增益小于 3。增加电路增益可提高 RC 网络的 Q 值，调节电位器 R_{p3} 即可改变电路的 Q 值。

电路的谐振频率为 $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_{p1}R_{p2}C_1C_2})$ ，当电路谐振时，滤波器将 U_i 中频率为 f_0 的信号选出，而将其他不需要频率的信号大幅度衰减。

R_{p1} 和 R_{p2} 为同轴双联电位器，通过调节 R_{p1}/R_{p2} ，可将 f_0 调节为 160 ~ 1600Hz。

调频时不影响 Q 值，调 Q 值时也不影响 f_0 值。

8. 有源窄带滤波器

有源窄带滤波器电路如图 8.102 所示。电路用 LC 作为运放的反馈阻抗。电路的中心频率为 $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \approx 31\text{kHz}$ 。电路的最大增益是谐振时的增益，即

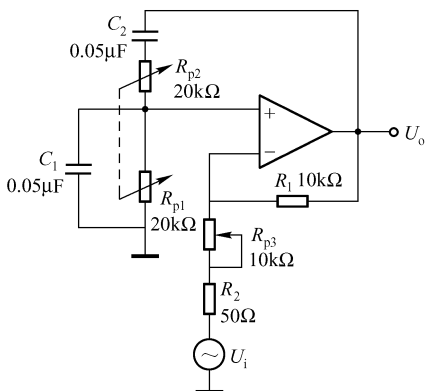


图 8.101 频率和 Q 值均可调的窄带滤波器

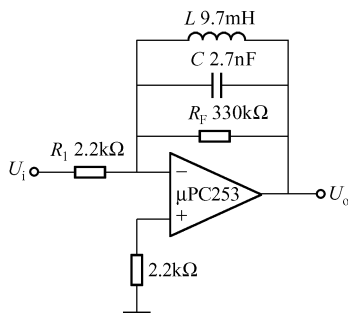


图 8.102 有源窄带滤波器

$$A_F(j\omega_0) = Z_F(j\omega_0)/R_1$$

式中

$$Z_F(j\omega_0) = 1 / \left(\frac{1}{R_1 + j\omega_0 L} + j\omega_0 C + 1/R_F \right)$$

$$\approx 1 / [1/(j\omega_0 L) + j\omega_0 C + 1/R_F]$$

代入图中的参数，得 $Z_F(\omega_0) = 202\text{k}\Omega$ ，因此， $A_F = 202/2.2 = 92$ 。

电路的品质因数为

$$Q = \omega_0 L / R = 1/(\omega_0 CR)$$

式中， R 为 LC 回路的电阻，即 $R = R_L + R_C$ 。 R_C 为电容 C 的漏电阻，一般较小，可忽略； R_L 为电感线圈的直流电阻， $R \approx R_L = 12.5\Omega$ 。

故有

$$Q \approx \frac{\omega_0 L}{R_L} = \frac{1}{\omega_0 CR_L} = \frac{2\pi \times 31 \times 10^3 \times 9.7 \times 10^{-3}}{12.5}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 31 \times 10^3 \times 2.7 \times 10^{-9} \times 12.5} \approx 151$$

通频带为 $\Delta f = f_0 / Q = 31\text{kHz} / 151 = 0.2\text{kHz}$ 。

该电路简单，调试方便，有良好的选频特性。

注意：当中心频率 ($f_0 = 31\text{kHz}$)、 L 选定后， C 值也必然固定，它受 $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$ 的制约。因此，由 $\omega_0 L / R_L$ 和 $1 / (\omega_0 C R_L)$ 计算出的 Q 值基本一致。

选用低功耗运放，如 μPC253 、F101、F011 等；电阻选用 $\pm 5\%$ 以下的金属膜电阻；电容选用低漏阻或低功耗的聚四氟乙稀、聚苯乙稀电容。

9. 可调带阻滤波器

可调带阻滤波器如图 8.103 所示，其中心频率、 Q 值和带阻陷波深度分别可调。

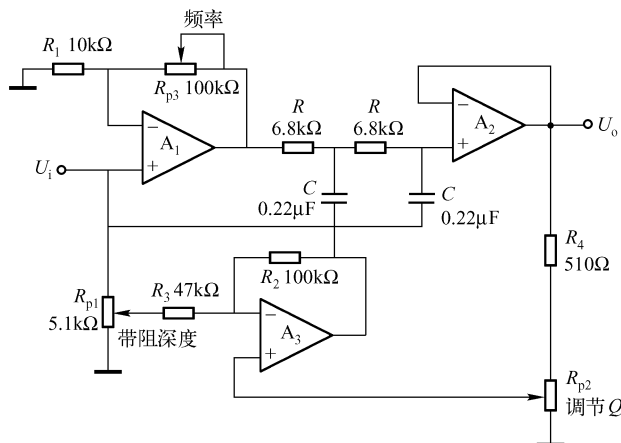


图 8.103 可调带阻滤波器

图中， A_1 为电压放大器， A_2 为电压跟随器， A_3 为差动电压放大器。两个电阻 R 和两个电容 C 组成变形单 T RC 网络。调节 R_{p1} 可改变陷波深度，调节 R_{p2} 可改变 Q 值，调节 R_{p3} 可改变频率。

运放选用通用Ⅲ型高增益的产品，均可满足要求，如 μA741B 、F007B、LM101A、LM324（四运放）等；电阻选用稳定性好的金属膜或绕线电阻；电容选用漏电较小的聚苯乙稀电容。

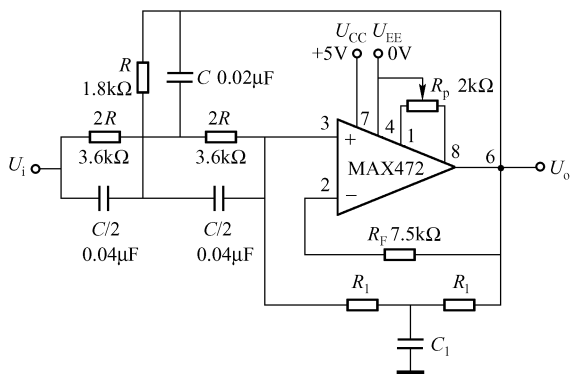


图 8.104 可调 Q 值陷波滤波器电路

10. 可调 Q 值陷波滤波器

可调 Q 值陷波滤波器电路如图 8.104 所示，它是一个带阻滤波器，其 Q 值可调，调 Q 时对陷波频率没有影响。电路的中心频率（即陷波频率）由双 T RC 网络确定， Q 值由单 T RC 网络确定。

电路的传递函数为

$$H(s) = \frac{s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}{s^2 + \frac{4}{R_1 C} s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2} \quad (8.8)$$

陷波滤波器的传递函数通式为

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (8.9)$$

比较式 (8.8) 和式 (8.9), 由 $\omega_0 = 1/(RC)$ 可得

$$\omega_0/Q = 4/(R_1 C) \quad \text{即} \quad Q = \frac{R_1}{4R}$$

陷波频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_C} = 4.42 \text{ kHz}$$

实际 $f_0 = 4.22 \text{ kHz}$ 。

Q 值由 R_1 、 R 确定, 但受 C_1 的影响。当 $R = 1.8 \text{ k}\Omega$ 时, R_1 、 C_1 取不同数值所测得的 Q 值见表 8.5。从表中可以看出, Q 值改变, 陷波频率不变。虽然 $Q = R_1/(4R)$, 但 Q 值也受 C_1 的影响。

表 8.5 可调 Q 值陷波器的 R_1 、 C_1 与 Q 值、 f_0 值的关系 ($R = 1.8 \text{ k}\Omega$)

$R_1/\text{k}\Omega$	C_1	Q (实测)	f_0 (实测)/kHz	陷波深度/dB
75	0.001 μF	9.8	4.22	62
150	660 pF	18.4	4.22	62.7
220	360 pF	25	4.22	62

电路的增益为 $A_F = R_F/(4R) = 7.5/(4 \times 1.8) \approx 1$ 。

运放需选用高性能运算放大器, 如选用 MAX473, 其开环增益 ($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, 温度 $0 \sim 120^\circ\text{C}$) $A_o = 110 \text{ dB} \approx 120 \text{ dB}$, 输入失调电压为 $\pm 0.7 \text{ mV}$ (典型值)。因此, 在要求不高的情况下, 无需调零。 U_{CC} 为正电源, U_{EE} 为负电源 (可接地), $U_{CC} - U_{EE}$ 的极限值为 7 V 。也就是说当 U_{EE} 端接地时, U_{CC} 不能超过 7 V 。

电阻、电容选择温度系数小的阻容元件。

11. Q 值可调双 T 有源陷波器

由双 T 网络和运算放大器组成的 Q 值可调双 T 有源陷波器电路如图 8.105 所示, 它是一个实用的带阻双 T 滤波器, 即双 T 陷波器, 其陷波频率为 50 Hz , 常用于滤出 50 Hz 的交流噪声, 其 Q 值可调。输入级是由场效应管 VT_1 、 VT_2 和 VT_3 组成的差动放大器, VT_1 、 VT_2 组成源极组态, 以提高 A_1 的输入阻抗; VT_3 组成电流源电路; A_2 是电压跟随器, 它将输出电压的一部分 ($U_o R_X/R_{p2}$) 正反馈给双 T 的竖直桥臂, 调节 R_{p2} 可改变反馈量。

陷波频率由双 T 网络的 R 、 C 值决定, 改变电位器 R_{p2} 即可方便地调节 Q 值且不影响陷波频率。

VT_1 与 VT_2 应选择对称的管子。

调试步骤:

- ① 调节 f_0 时, 应同时改变双 T 的三个电阻, 并满足 $R_1 = R_2 = 2R_3$, 一般不调节电容。
- ② 调 Q 值。由 $\beta = R_X/R_{p2}$ 和 $Q = 1/[4(1 - \beta)]$ 可得 $R_X = (4Q - 1)R_{p2}/(4Q)$, 先确定 R_X 值, 再微调 R_{p2} , 可达到所要求的 Q 值。

12. 实用的分立元器件组成的双 T 陷波器

由分立元器件组成的双 T 陷波器如图 8.106 所示, 它是一个有源特殊双 T 网络带阻滤波

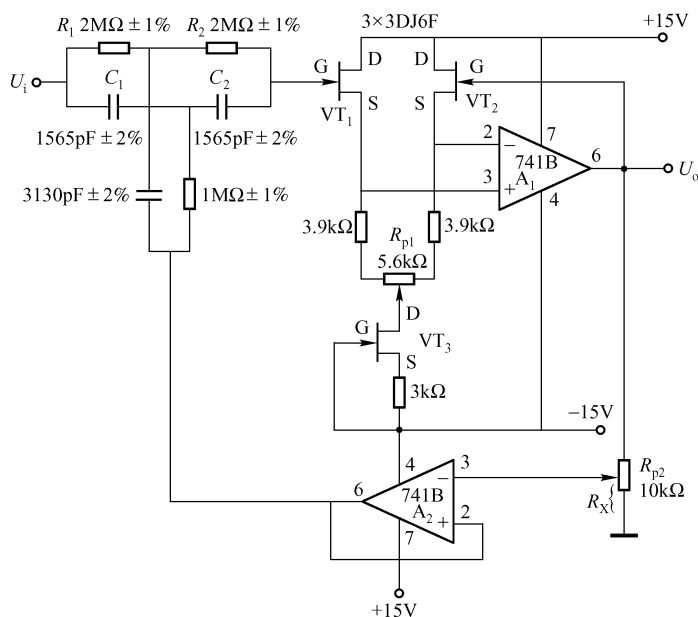


图 8.105 Q 值可调双 T 有源陷波器

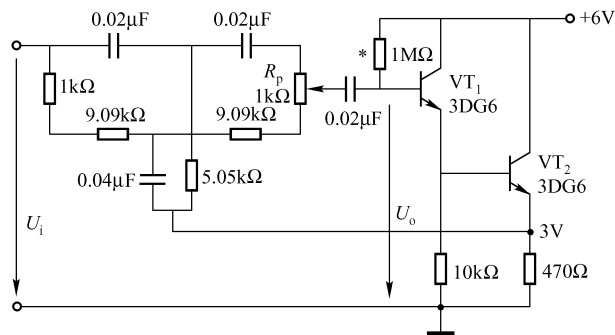


图 8.106 由分立元器件组成的双 T 陷波器

器。\$VT_1\$ 和 \$VT_2\$ 均组成射极输出器，\$VT_1\$ 提高了输入阻抗，降低了对双 T RC 网络的影响。

双 T 电桥并非完全对称，当 \$R_p\$ 为一固定电阻（\$1\text{k}\Omega\$）时，电路中的陷波频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1\text{Hz}}{2\pi(9.09 + 1 \times 10^3) \times 0.002 \times 10^{-6}} = 789\text{Hz}$$

调节 \$R_p\$ 可使 \$f_0 = 800\text{Hz}\$。

电路的阻带宽 \$\Delta f = \pm 16\text{Hz}\$（下降 3dB），电路的品质因数 \$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{800}{32} = 25\$。

13. 50Hz/60Hz 陷波滤波器

50Hz/60Hz 陷波滤波器电路如图 8.107 所示。电路可以方便地组装成陷波频率为 50Hz（对应市电为 50Hz 的国家和地区）和 60Hz（对应市电为 60Hz 的国家和地区）的陷波滤波电路。当 \$R_1 = 30\text{k}\Omega\$、\$R_2 = 1.2\text{k}\Omega\$、\$R_3 = 180\text{k}\Omega\$ 时，电路是陷波频率为 \$f_0 = 50\text{Hz}\$ 的滤波器；

当 $R_1 = 24\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 1\text{k}\Omega$ 、 $R_3 = 150\text{k}\Omega$ 时, 电路是陷波频率为 $f_0 = 60\text{Hz}$ 的滤波器。

电路的增益为 $A_F = R_F/R_{F1} = 30/10 = 3$, 品质因数为

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_3(1/R_1 + 1/R_2)} = 6.24 \quad (\text{对应 } f_0 = 50\text{Hz})$$

对应于 $f_0 = 50\text{Hz}$ 和 $f_0 = 60\text{Hz}$ 的电路带宽分别为 $\Delta f = f_0/Q = 50/6.24 = 8.0\text{Hz}$, $\Delta f' = f_0/Q = 60/6.24 = 9.6\text{Hz}$ 。

50Hz/60Hz 陷波滤波器的用途主要是抑制交流电源串入设备的交流噪声。

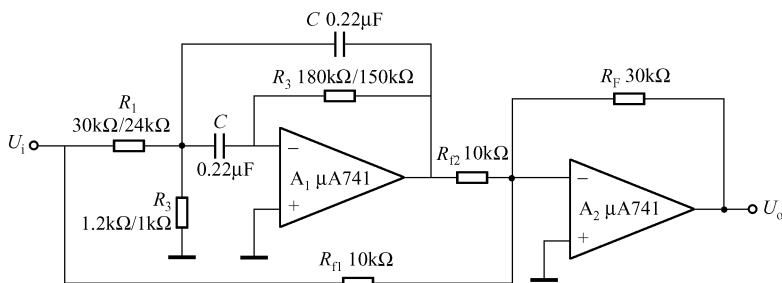


图 8.107 50Hz/60Hz 陷波滤波器

14. 可调 Q 值 50Hz/60Hz 陷波滤波器

可调 Q 值 50Hz/60Hz 陷波滤波器电路如图 8.108 所示, 这是采用集成电压跟随器 LM102/F102 的陷波滤波器电路。集成电压跟随器的特点是, 输入阻抗高 (可达 $100\text{M}\Omega$), 输入偏流小 (最大 10nA), 对 RC 网络的频率特性影响极小。

电路的陷波频率为 $f_0 = 1/(2\pi R_1 C_1)$; 用电位器 R_p 可调节 Q 值。

电压跟随器可使用 LM102、 $\mu\text{A}102$ 、F102, 也可使用 F202、F302、LM110/ $\mu\text{A}110$ /F110 等。

注意: 由于集成电压跟随器的输入阻抗极高, 在使用时, 其输入端子要用“隔离岛”单独绝缘, 引线用屏蔽线加以屏蔽。

15. 有源电感低频噪声滤波器 (一)

对于工作在甚低频下的电子设备, $50 \sim 60\text{Hz}$ 的交流干扰是常常存在的。有效的解决方法是加一级高 Q 值的陷波 (带阻) 滤波器, 其电路如图 8.109 所示。电路中的 A_2 构成了有源电感电路, 图中的 A、B 两点存在一个模拟电感, 其等效电路如图右侧的电感所示, L 为等效电感, r 为等效电阻, $r = R_4$, 为了提高 Q 值, R_4 必须很小。 A_2 也是一个同相运算电路, 即为电压跟随器。 A_1 是一个反相放大器, 含有噪声的输入信号通过电容 C_2 和模拟电感 L 加在 A_1 的反相端。 C_2 和模拟电感 L 构成了 LC 谐振单元。 R_1 可使陷波频率以外的频率特性变得平坦。该滤波器对陷波频率的衰减系数为 $40 \sim 60\text{dB}$, 可对 $50 \sim 60\text{Hz}$ 的干扰信号产生较大的抑制。

16. 有源电感低频噪声滤波器 (二)

能抑制 $50 \sim 60\text{Hz}$ 交流噪声干扰的有源低频滤波器电路如图 8.110 所示。该滤波器为同相滤波器, 含有噪声的信号通过 $R_6 - R_5$ 分压衰减 60dB , 由 A_2 组成的有源电感组成的 LC 并联谐振回路接在运放 A_1 的反相端。

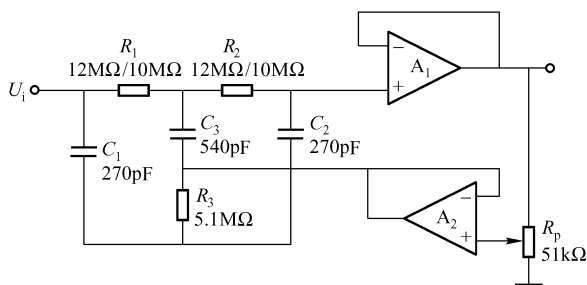
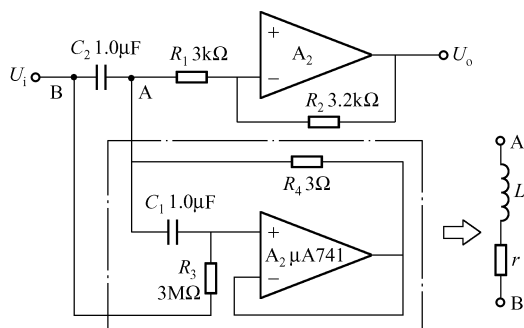
图 8.108 可调 Q 值 50Hz/60Hz 陷波滤波器

图 8.109 有源电感低频噪声滤波器（一）

对于接近于陷波频率的噪声，运放的增益 $A_F = 1$ ，故噪声通过 R_6 、 R_5 后总的衰减量还是 60dB。对于信号，运放增益为 $A_F = (1 + R_2/R_1)$ ，故电路的总增益为 $A_F = R_5/(R_6 + R_5)(1 + R_2/R_1) = 1$ 。也就是说，滤波电路对信号不衰减

通过调节 $R_6 - R_5$ 的分压比可以很方便地调节衰减系数。

17. 交流电源噪声滤波器

在一些仪器仪表中，输出常会有一些电源交流噪声或不希望的低频干扰。消除这些噪声，可用交流电源噪声滤波器，如图 8.111 所示。它是一个带阻滤波器，其滤波频率可从 50Hz 调节至 60Hz。

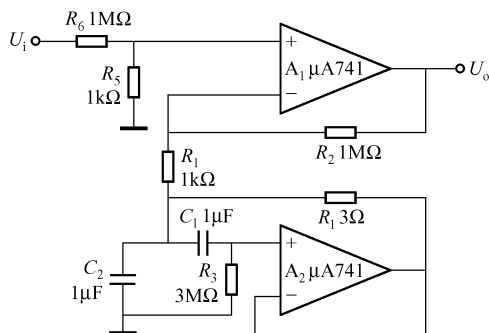


图 8.110 有源电感低频噪声滤波器（二）

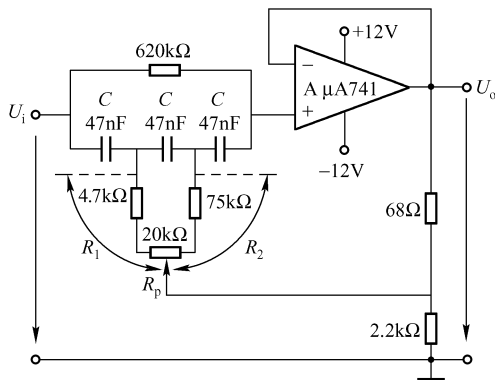


图 8.111 交流电源噪声滤波器

电路是一个有源反馈桥式微分 RC 网络，其中心频率（即陷波频率）为

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{3R_1R_2})$$

调节 R_p 可使陷波频率的变化范围为 45.4 ~ 92.6Hz，可把陷波频率调至 50Hz 或 60Hz，可滤掉 50Hz 或 60Hz 的交流噪声。对交流噪声的抑制能力为 30dB、-3dB 处的陷波带宽：50Hz 为 14Hz；60Hz 为 18Hz，对信号的衰减不大于 1dB。

18. 状态变量 RC 有源滤波器

状态变量 RC 有源滤波器电路如图 8.112 所示。它是一个用于电子琴改善音质、音色的 RC 网络，特点是具有三种输出信号，即输入信号经过低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器，同时实现 LP（低通）、HP（高通）和 BP（带通）输出。它将输入信号的波形改变了，

因此具有不同的音色。

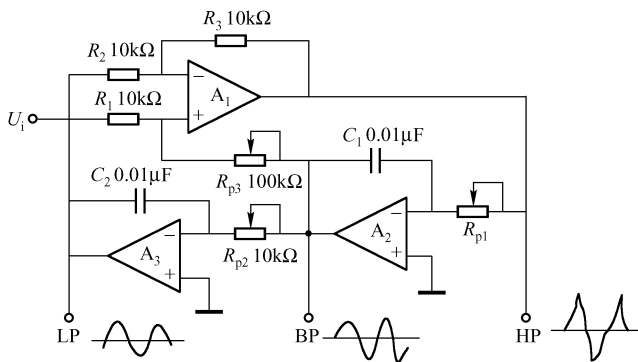


图 8.112 状态变量 RC 有源滤波器

网络参数可通过 R_{p1} 、 C_1 、 R_{p2} 、 C_2 和 R_{p3} 任意调节。

(1) 低通网络参数

- 通带增益: $A_{F,LP} = (4 + R_2/R_3)/(1 + R_1/R_{p3})$;

- -3dB 截止频率 $f_{0L} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{R_3}{R_{p1}R_{p2}R_2C_1C_2}}}$ 。

(2) 高通网络参数

- 通带增益 $A_{F,HP} = (1 + R_2/R_3)/(1 + R_1/R_{p3})$;

- -3dB 截止频率 $f_{0H} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{R_{p3}}{R_{p1}R_{p2}C_1C_2}}}$ 。

(3) 带通网络参数

- 通带增益 $A_{F,BP} = \frac{R_{p3}}{R_1}$;

- 中心频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{R_{p3}}{R_{p1}R_{p2}R_2C_1C_2}}}$ 。

对应不同的输出点 (LP、HP、BP)，选取不同的 R_{p1} 、 R_{p2} 和 R_{p3} 值 ($C_1 = C_2 = C$) 可以获得多种滤波特性。

19. 多用滤波器 (LP/HP/BP/BS)

多用滤波器电路如图 8.113 所示，它是一个多用状态滤波器，具有低通、高通、带通和带阻输出，只用一片集成四运放。LF347 是一个宽带运放，可用 F347、 $\mu\text{A}774$ 、TL084 和 MC34004 代替。

20. 截止频率为 190kHz 的带通滤波器

截止频率为 190kHz 的带通滤波器电路如图 8.114 所示，它是由四运放 MAX475 组成的。MAX45 单电源工作，电源电压为 3V。每个运放的供电电流为 2mA，每个运放都具有输出短路保护。该滤波器体积小，耗电低，适用于便携式仪器。

21. 由运放组成的五阶贝塞尔滤波器

贝塞尔滤波器的过渡延迟时间在整个通带内都非常稳定，因而它的频率特性曲线不会出现振荡。但与巴特沃斯滤波器相比，其频率特性曲线的开始下降点出现得早得多，而且衰减

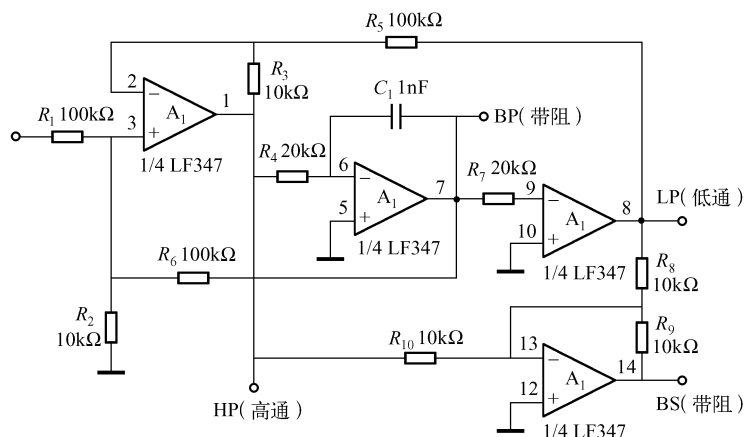


图 8.113 多用滤波器电路

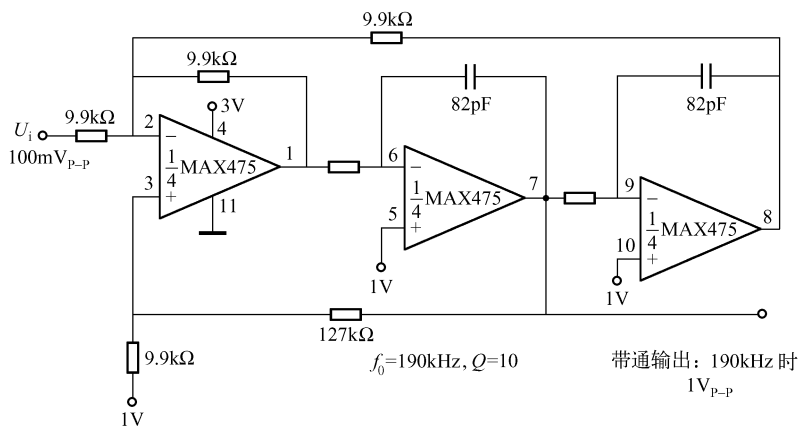


图 8.114 截止频率为 190kHz 的带通滤波器

斜率达到每十倍频程 30dB 理论值的过程也要长得多（巴特沃斯滤波器在截止点之后几乎是立即达到此斜率）。

由运算放大器组成的五阶贝塞尔滤波器电路如图 8.115 所示，电路的增益为 1。为了简化设计，表 8.6 给出了该电路可供选用的 13 种元器件组合，每种组合的截止频率均为 1kHz。

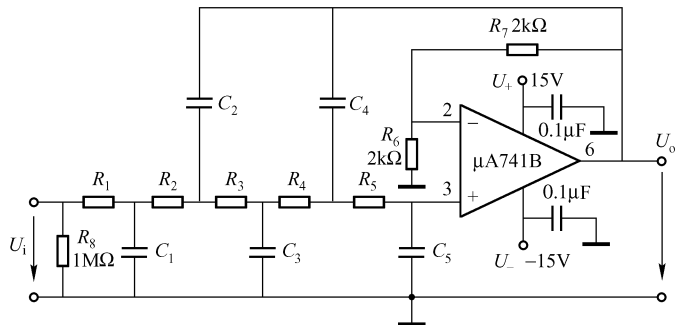


图 8.115 由运算放大器组成的五阶贝塞尔滤波器

表 8.6 贝塞尔滤波器外接元件数值

序号	C_1/nF	C_2/nF	C_3/nF	C_4/nF	C_5/nF	$R_1/\text{k}\Omega$	$R_2/\text{k}\Omega$	$R_3/\text{k}\Omega$	$R_4/\text{k}\Omega$	$R_5/\text{k}\Omega$
1	10	4.7	6.8	3.3	1.5	25.036	20.688	25.239	20.291	21.724
2	12	5.6	8.2	3.9	1.8	20.375	17.658	20.727	17.333	18.214
3	15	6.8	10	4.7	2.2	16.036	14.552	17.015	14.495	15.003
4	18	8.2	12	5.6	2.7	13.288	12.168	13.990	12.372	12.151
5	22	9	15	6.8	3.3	10.486	10.313	11.060	10.245	10.036
6	27	12	18	8.2	3.9	8.587	8.456	9.359	8.395	8.560
7	33	15	22	10	4.7	7.223	6.668	7.621	6.836	7.092
8	39	18	27	12	5.6	5.955	5.736	6.140	5.686	5.996
9	47	22	33	15	6.8	5.030	4.644	5.084	4.447	4.922
10	56	27	39	18	8.2	4.416	3.689	4.274	3.734	4.023
11	68	33	47	22	10	3.709	2.976	3.558	3.049	3.277
12	82	39	56	27	12	3.093	2.478	3.063	2.451	2.727
13	22.671	10.690	16.137	6.9535	3.3489	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0

由表可见, 外接阻容元件的选择在实际中还是很困难的, 不到万不得已 (如买不到单片式滤波器), 不提倡组装这样的电路。

22. 数控二阶低通滤波器

数控二阶低通滤波器由两只双向模拟开关 (CD4066)、运算放大器和定时电阻、电容组成, 如图 8.116 (a) 所示, 图 (b) 为其等效电路。该电路是一个典型的二阶低通滤波器, $R_{Ai}R_{Bi}$ ($i=1, 2, \dots, 5$) 为定时电阻; C_1 、 C_2 为定时电容。

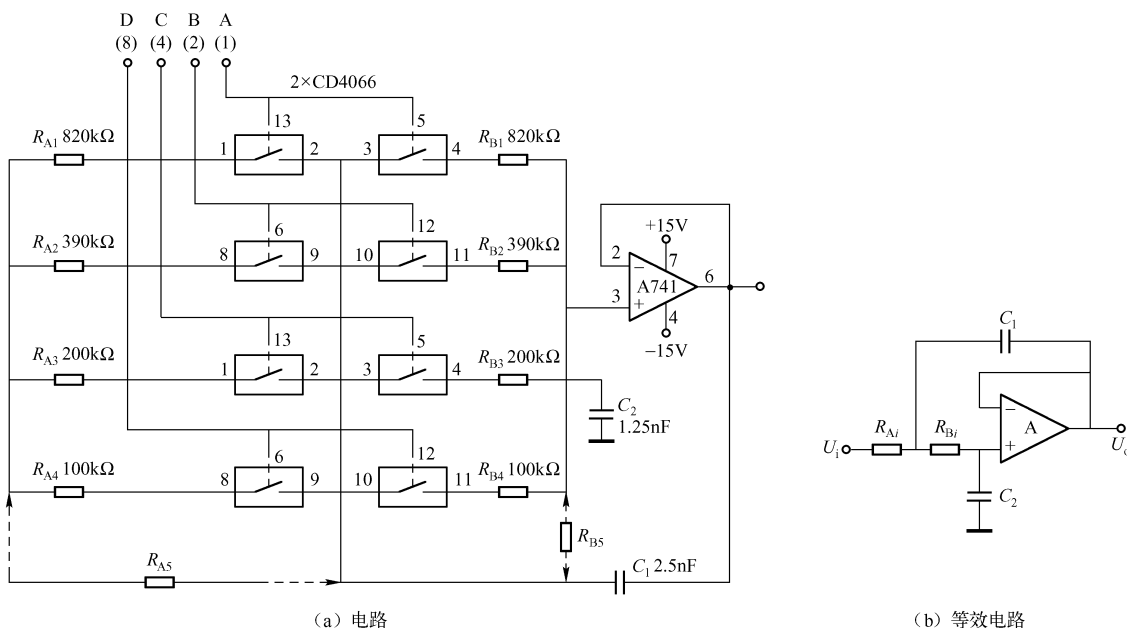


图 8.116 数控二阶低通滤波器

电路截止频率为 $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{R_A R_B C_1 C_2})$ 。固定 C_1 与 C_2 ，用模拟开关切换 R_{Ai} 、 R_{Bi} 可改变截止频率 f_0 。

当 $R_A = R_B$ 时，电路的品质因数为

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{C_1/C_2}$$

取 $C_1 = 2C_2$ 则 $Q = 1/\sqrt{2}$ ，此时电路为巴特沃斯型，即平坦的低通滤波特性。

电路中的模拟开关选用 CD4066，当控制端 13 脚加高电平时，1、2 脚接通，接通电阻 R_{ON} 的典型值为 80Ω (U_{DD} 和 U_{EE} 之间加 15V)，最大值为 280Ω 。

数控控制端 DCBA 用 BCD 码控制。当控制码为 1111 时，开关 $S_1 \sim S_8$ 均接通， $R_A = R_B = 100k\Omega//200k\Omega//390k\Omega//820k\Omega = 53.2k\Omega$ ，此时电路的截止频率为 $f_0 = 1692\text{Hz}$ 。同理，当控制码为 1110 时， $f_0 = 1582\text{Hz}$ ；当控制码为 0001 时， $f_0 = 110\text{Hz}$ 。每挡相差 110Hz 或 120Hz，DCBA 的编码不同其截止频率也不同，可得到不同的滤波特性。

如需要每挡的频率间隔小一些，可接图 8.116 (a) 中虚线加接的电阻，并增大 C_1 、 C_2 值。例如，取 $R_{A5} = R_{B5} = 390k\Omega$ ， $C_1 = 5\text{nF}$ ， $C_2 = 2.5\text{nF}$ ，则每挡的变化量级为 55Hz 或 60Hz。

模拟开关也可选用 MAX4066，其性能远高于 CD4066。MAX4066 的导通电阻 $R_{ON} = 45\Omega$ ，电源电压为 2.7 ~ 16V。

23. 数控多路低通滤波器

数控多路低通滤波器电路如图 8.117 所示。该电路比较简单，RC 网络由 R_3 和 $C_1 \sim C_4$ 组合而成。单个电容和 R_3 形成了 4 种 RC 网络；2 个电容并联和 R_3 形成了 6 种 RC 网络；3 个电容并联和 R_3 形成了 3 种 RC 网络；4 个电容并联和 R_3 形成了 1 种 RC 网络。因此，共可形成 14 种中心频率的滤波器。

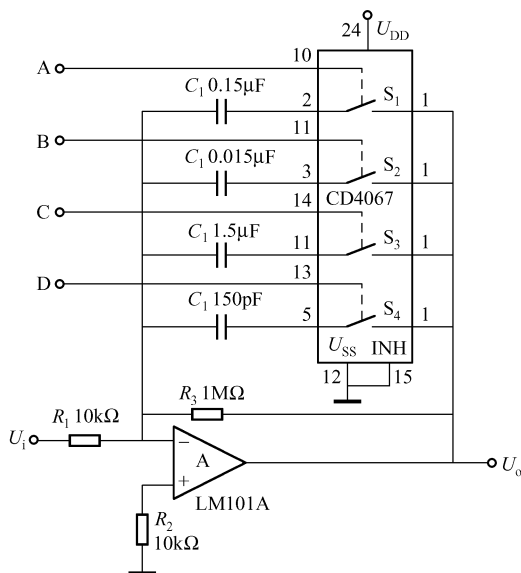


图 8.117 数控多路低通滤波器

1Hz、10Hz、100Hz 和 1000Hz 四个拐点频率。

电容的切换由模拟电子开关 CD4067 执行。CD4067 是 16 选 1 模拟开关，芯片内共有 16 个模拟开关（本电路只用其中的 4 个）和 4 个地址码 A、B、C、D，输出端 1 脚为公共输出端（16 个输出端连在一起）。模拟开关的开启与闭合由地址码来控制，地址码为“1”时，模拟开关闭合；地址码为“0”时，开关断开。例如，当 $A = 1$ ， $B = C = D = 0$ 时，将电容 C_1 接入滤波器电路； $A = B = 1$ ， $C = D = 0$ 时，将 C_1 与 C_2 并联，将 $(C_1 + C_2)$ 接入滤波电路。

14 种滤波器的中心频率由下式表示：

$$f_0 = 1/(2\pi R_3 C_i)$$

式中， C_i 为各个电容或它们的并联组合，当只有 $C_1 \sim C_4$ 中的一个电容时，电路具有

由滤波器的幅频特性可知, 低于拐点频率的幅值开始下降, 低频增益为 $A_f R_3 / R_1 = 100$ (40dB)。电路具有明显的低通滤波特性。

当 CD4067 的电源为 +10V 时, 其开启电阻 R_{ON} 的最大值为 400Ω 。可用 MAX336 代替 CD4067, 其性能优于 4067。

24. 晶体管有源滤波器

晶体管有源滤波器电路如图 8.118 所示, 这是一个简单实用的电源用晶体管有源滤波器, 其滤波效果好, 电压损失不大, 且体积小、质量轻。

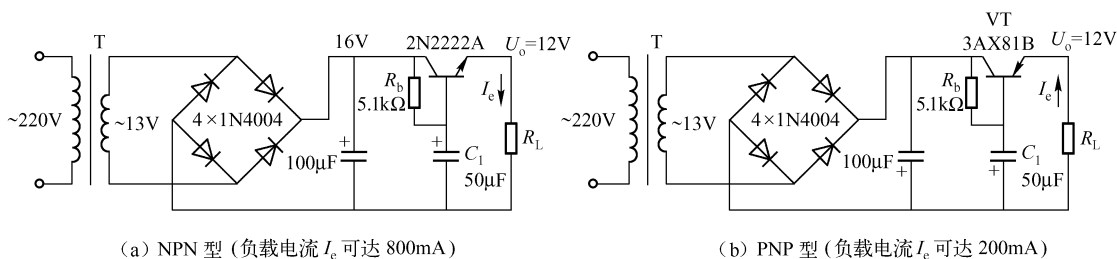


图 8.118 晶体管有源滤波器

电路是利用发射极的负载电流减小 $1/(\beta + 1)$ 后, 在其基极回路进行滤波。电路的基极偏流电阻 R_b 较大, R_b 和 C_1 组成的时间常数 $R_b C_1$ 较大, 使管子的基极纹波很小 (仅几毫安), 发射极的纹波也必定很小。由于 $I_e = (\beta + 1)I_b$, 基极电阻折合到发射极相当于 $R_b(\beta + 1)$, 因此直流电压的损失减少了 $1/(\beta + 1)$ 。从滤波效果来看, 相当于大的时间常数 $R_b C_1$, 而产生压降损失的电阻仅为 $R_b/(\beta + 1)$, 因此压降损失不大, 电容 C_1 的数值也不大。可以说, 有源晶体管滤波折算到发射极, 相当于接了一个 $(\beta + 1)C_1$ 的大电容, 因此有很好的滤波效果。

该电路应用于要求纹波较小且体积不大、质量轻的场合, 如遥控器电源 (电源纹波稍大, 即使在额定电压下也不动作)、运算放大器电源等。

25. 有源滤波低纹波电源设计

在需要大电流、低纹波电压的场合下 (如高保真大功率 AB 类放大器), 可以采用图 8.119 所示的有源滤波低纹波电源。图中的 VT_1 、 VT_2 接成达林顿管, VT_1 为小功率管, VT_2 为中、大功率管。

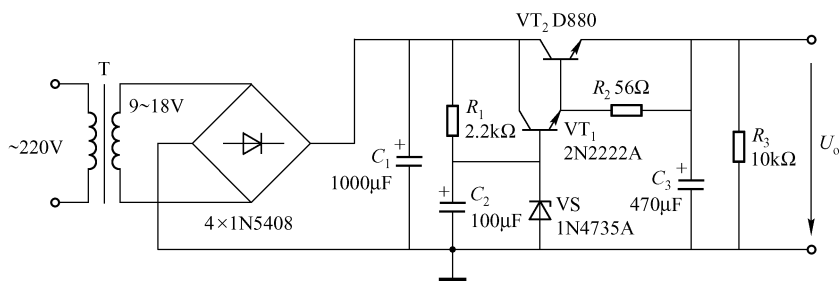


图 8.119 有源滤波低纹波电源

为了减小纹波电压，应加大滤波电容 C_1 的容量。电容的容量越大，其体积越大，成本也越高。电容 C_2 加在达林顿管的输入端，其等效电容为

$$C = h_{fe1} h_{fe2} C_2$$

式中， h_{fe1} 、 h_{fe2} 分别为 VT_1 、 VT_2 的电流放大倍数，应取其最小值。本电路中， $h_{fe1} = 42$ ， $h_{fe2} = 25$ ，则 $C = 42 \times 25 \times 100 \mu\text{F} = 105000 \mu\text{F}$ ，这个等效电容相当于和 C_1 并联。因此，整个电路的滤波电容容量极大地增加，使输出电压纹波成分大大下降。

如需小电流低纹波电压（如无线电发射、接收电路）， VT_1 、 VT_2 可选用小功率管，整流电桥用 1N4001 型二极管。

在本电路中，笔者将稳压管 VS 使用不同型号的管子，对稳压管的稳压值和输出电压进行实测，见表 8.7。根据此表，可得出下面的经验公式：

表 8.7 稳压管不同稳压值与输出电压的关系

稳压管型号	理论稳压值/V	实测稳压值/V	实测输出电压/V	$U_o = U_1 - 1.0V$
1N4734A	5.6	5.63	4.64	4.60V
1N4735A	6.1	6.11	5.10	5.10V
1N4736A	6.8	6.67	5.64	5.80V
1N4737A	7.5	7.48	6.47	6.50V
1N4738A	8.2	7.84	6.80	7.20V
1N4739A	9.1	8.98	7.94	8.10V
1N4740A	10.0	9.64	8.60	9.00V
1N4742A	12.0	11.71	10.65	11.00V

$$U_o = U_{\text{I实测}} - 1.0V$$

式中， $U_{\text{I实测}}$ 为电路中稳压管的实际稳压值。 $U_{\text{I实测}}$ 和生产厂商给出的理论稳压值接近，可用 $U_o = U_1 - 1.0V$ 来设计输出电压值。

第九章 正弦波振荡器设计

第一节 RC 移相振荡器

RC 移相振荡器一般用于中低频领域，特别用于要求不高的低频领域。RC 移相振荡器常用的电路形式有四种，见表 9.1。

表 9.1 RC 移相振荡器振荡条件关系式

电路形式	电 路 图	振荡频率	要求放大系数
三级电阻并联式		$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$	$A_i \geq 29$
三级电容并联式		$f \approx \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$	$A_i \geq 29$
四级电阻并联式		$f \approx \frac{1}{2\pi RC\sqrt{\frac{7}{10}}}$	$A_i \geq 18.4$
四级电容并联式		$f \approx \frac{1}{2\pi RC\sqrt{\frac{7}{10}}}$	$A_i \geq 18.4$

为了减小振荡器输出端的负载对 RC 电路频率特性的影响，一般在共发射放大电路或运放 RC 移相电路之后加接一级射极输出器或运放电压跟随器。

一、RC 移相振荡器

图 9.1 (a)、(b) 所示分别是晶体管 and 运放组成的 RC 移相振荡器。RC 移相振荡器是由一级晶体管放大器或运算放大器和一个三节（或四节）RC 移相网络组成的。RC 网络跨接于晶体管基极（或运放的反相端）和集电极（或运放的输出端）即可组成 RC 振荡器。

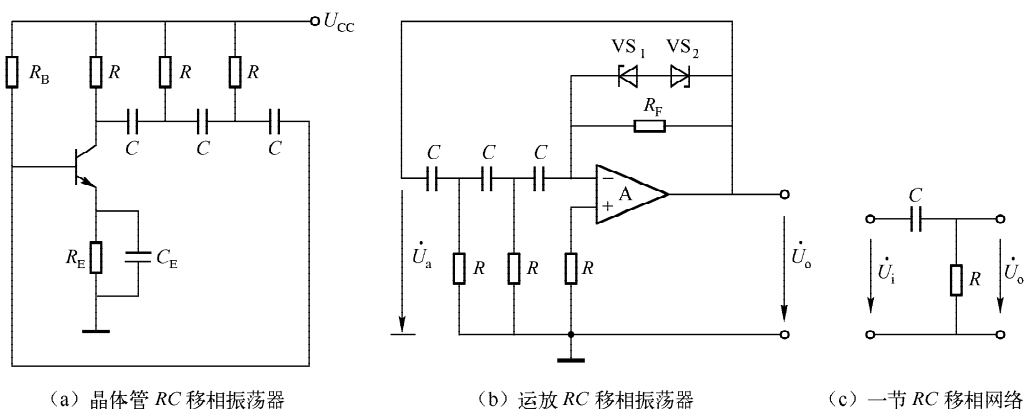


图 9.1 RC 移相振荡器

1. 晶体管移相振荡器

共射放大器（或运放反相放大器）的基极电压（或运放反相端）和集电极（或运放输出端）电压相位差为 180° 。为了满足振荡条件，三节（或四节）RC 移相网络必须在某一频率下也产生 180° 的相移。

一节 RC 网络（见图 9.1 (c)）的输出电压为

$$\dot{U}_o = \frac{(\omega RC)^2 + j\omega RC}{1 + \omega RC} \dot{U}_i$$

输出电压 \dot{U}_o 与输入电压 \dot{U}_i 产生的相移为

$$\varphi = \arctan \frac{1}{\omega RC}$$

可以看出，最大相移为 90° ，但此时 $\dot{U}_o = 0$ ，所以每一节 RC 相移只能小于 90° 。为了得到 180° 的相移，应用三节（或四节）RC 网络。对图 9.1 (a) 所示电路，经过推算，其谐振频率为

$$f_0 = 1/(2\pi RC \sqrt{6 + 4h_{ie}/R})$$

当晶体管的输入电阻 h_{ie} 很小时（即 $h_{ie} \ll R$ ）， $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{6} RC)$ 。在此频率下，三节 RC 网络的输出电压 \dot{U}_o 与输入电压 \dot{U}_i 相差 180° ，加上晶体管反相放大器的相移 180° ，共 360° 相移，满足振荡的相位条件。

2. 运算放大器 RC 移相振荡器

由图 9.1 (b) 可以得出

$$A(j\omega) = 1/[4/(RR_F C^2 \omega^2)] - j[1 - 3R^2 C^2 \omega^2/(R^2 R_F C^3 \omega^3)]$$

式中分母的实部为 1、虚部为 0 时, 就能满足振荡条件, 由此可得

$$\begin{cases} f_0 = 1/(2\sqrt{3}\pi RC) \\ R_F = 12R \end{cases}$$

这就意味着, 若使 $R_F = 12R$, 图 9.1 (b) 所示电路就能产生频率为 $f_0 = 1/(2\sqrt{3}\pi RC)$ 的正弦振荡。

实际应用时, 由于运放的开环增益不是无穷大, 为了保证起振, 应使 R_F 略大于 $12R$ 。电路中的 VD_1 、 VD_2 两稳压管起稳幅作用, 当振幅超过稳压管的稳定电压时, R_F 的作用减弱, 负反馈加强, 制约振幅的继续增长, 这种非线性稳幅方法会引起波形失真。这种电路简单、经济, 但失真极大, 仅适用于振荡频率固定、精度要求不高的场合。

二、晶体管 RC 移相振荡器的设计 (一)

1. 确定电路, 选择晶体管, 设定电源电压

选择高频硅晶体管 3DG4C, 测定其 $h_{FE}(\beta) = 75$, 选择 $U_{CC} = 12V$ 。电路的形式见图 9.1 (a)。

2. 计算 R_E 、 R_B

设 $I_C = 1mA$, $I_B = I_C/h_{FE} = 1mA/75 = 0.013mA$

设 $U_B = 4V$, 由 $U_B = U_{BE} + I_E R_E$, 有 $R_E = (U_B - U_{BE})/I_E = (4 - 0.7)V/76 \times 0.013mA = 3.34k\Omega$, 取标称值 $R_E = 3.3k\Omega$; $R_B = (U_{CC} - U_B)/I_B = (12 - 4)V/0.013mA = 615k\Omega$, 取标称值 $R_B = 620k\Omega$ 。

晶体管输入端的损耗电阻 $R_S = R_A // R_B = R_B = 620k\Omega$ (R_A 开路)。

3. 确定 R

电路的输入电阻 $R_i \approx h_{ie} = 300\Omega + 26mV/I_B = 300\Omega + 26\Omega/0.013 = 2.3k\Omega$; 电路的输出电阻 $R_o = 1/h_{oe} = 1/(4 \times 10^{-6}S) = 250k\Omega$ (h_{oe} 为晶体管的输出导纳, 由晶体管手册查出)。

R 的值要满足 $R_i \ll R \ll R_o$, 取 $R = 30k\Omega$ 。

4. 校验电路是否振荡

根据设计经验, RC 移相振荡器可用图 9.2 来判断电路是否振荡, 图中的 τ 为管子的电流增益 h_{fe} 与电路最低振荡电流增益之比。

电路输入端的效率 $\eta_i = R_S/(R_i + R_S) = 620/(2.3 + 620) = 99.6\%$, 电路输出端的效率 $\eta_o = R_o/(R_o + R) = 250/(250 + 30) = 89.3\%$ 。

该电路最低振荡电流增益 G_i 为

$$A_i/(\eta_i \eta_o) = 29/(99.6\% \times 89.3\%) \approx 33$$

3DG4C 的 $h_{fe} = 75 > G_i$, 故电路能够起振。

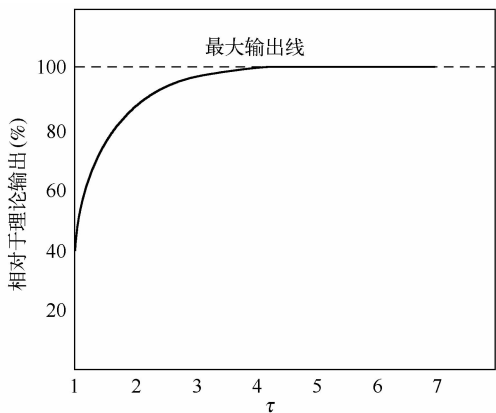


图 9.2 τ 和振幅的关系

$\tau = h_{fe}/G_i = 75/33 = 2.3$, 电路能振荡且输出电压幅值较大。

5. 确定 C

设电路的振荡频率为 $f = 1000\text{Hz}$, 由 $f = 1/(2\pi\sqrt{6}RC)$ 可得

$$C = 1/2(\pi\sqrt{6}Rf) = 1\text{F}/(2\pi\sqrt{6} \times 30 \times 10^3 \times 1000) = 2.2\text{nF}$$

如不满足振荡条件, 可选择 h_{fe} 较大的管子。

三、晶体管 RC 移相振荡器设计 (二)

RC 移相振荡器电路如图 9.3 所示。

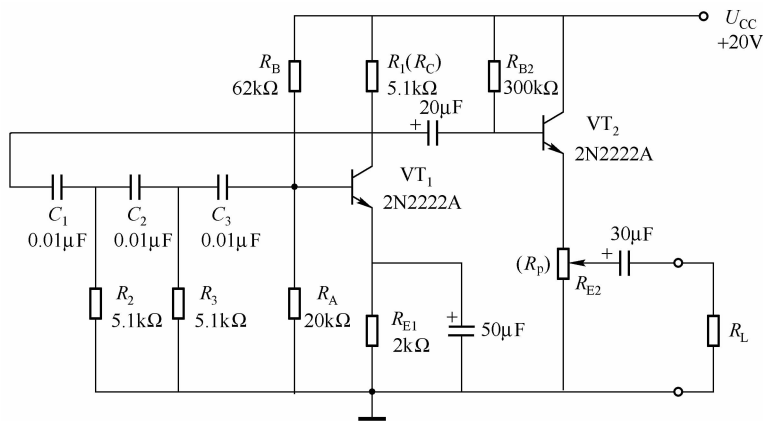


图 9.3 RC 移相振荡器

1. 设计方法一

(1) 选择电源电压

为了获得较高的输出幅值, 一般选择较高的电源电压, 如 12V、18V、20V 等。

(2) 选用较高 h_{FE} (β) 和 f_T 的晶体管

本例选择 2N2222A, $\beta \geq 80$, $f_T = 300\text{MHz}$ 。

(3) 确定 RC 移相振荡器的静态工作点

确定静态工作点即确定基极分压电阻 R_A 、 R_B 和发射极电阻 R_{E1} 。

选择电源电压 $U_{CC} = 20\text{V}$, 令 $R_A = 20\text{k}\Omega$, $R_{E1} = 2\text{k}\Omega$ 。

令 $I_{C1} = 2\text{mA}$, 则 $I_{B1} = I_{C1}/\beta = 2\text{mA}/80 = 0.025\text{mA}$, 有

$$U_{E1} = I_{E1} R_{E1} \approx I_{C1} R_{E1} = 2 \times 2\text{V} = 4\text{V}$$

$$U_{B1} = U_{E1} + U_{BE1} = (4 + 0.7)\text{V} = 4.7\text{V}$$

通过 R_A 的电流 $I_A = U_{B1}/R_A = 4.7\text{V}/20\text{k}\Omega = 0.235\text{mA}$, 则

$$R_B = (U_{CC} - U_{B1})/(I_A + I_{B1}) = (20 - 4.7)\text{V}/(0.235 + 0.025)\text{mA} = 59\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_B = 62\text{k}\Omega$ 。

(4) 确定电路的最低振荡电流增益 G

令移相网络的 $R_1 = R_2 = R_3 = R = 5.1\text{k}\Omega$, 于是有

晶体管输入端的损耗电阻 $R_s = R_A // R_B = 20 \times 62/(20 + 62) = 15.1\text{k}\Omega$

电路的输入电阻 $R_i = R_A // R_B // r_{be} \approx r_{be}$

$$= r_b + (\beta + 1)26/I_{E1} = 300 + 81 \times 26/2 = 1.35\text{k}\Omega$$

输入端的电路效率 $\eta_i = R_s / (R_i + R_s) = 1.51 / (1.35 + 15.1) = 0.92$

由 $R_{out} = 1/h_{oe} = 1/35 \times 10^{-6}\text{S} = 28.6\text{k}\Omega$ (2N2222A 的 $h_{oe} = 35\text{MS}$), 可得

输出端的电路效率 $\eta_o = R_{out} / (R_{out} + R) = 28.6 / (28.6 + 5.1) = 0.85$

所以电路的电流增益 $G = A_i / (\eta_i \eta_o) = 29 / (0.92 \times 0.85) = 37$ 。

所选 2N2222A 的电流增益 $\beta = 80 > G$, 该电路能够振荡。

也可用下面方法判断电路能否振荡: $\tau = h_{fe}/G = 80/37 \approx 2.2$, 电路能够振荡且幅值较大。一般 τ 在 1.5 以上为好。

(5) 确定 RC 移相网络的参数 R、C

R、C 的值决定了电路的振荡频率, R 已确定为 $5.1\text{k}\Omega$, 可由电路的振荡频率 f_0 确定 C, 即

$$f_0 = 1 / (2\pi RC \sqrt{2(2/n + 3)})$$

其中, $n = R/R_i \approx R/r_{be} = 5.1/1.35 = 3.8$, 所以 $\sqrt{2(2/n + 3)} = 2.66$, 有

$$f_0 = 1 / (2\pi RC \times 2.66) = 1 / (16.7RC)$$

现需要 $f_0 = 1100\text{Hz}$ 的振荡, 则

$$C_1 = C_2 = C_3 = C = 1 / (16.7Rf_0) = 1\text{F} / (16.7 \times 5.1 \times 10^3 \times 1100) = 0.01\mu\text{F}$$

(6) 提高振荡器的带负载能力

为了提高振荡器的带负载能力, 其后级应采用射极跟随器, 它的输入电阻 $R_i = R_{B2} // \beta R_{E1} // R_L$, 较高; 其输出电阻 $R_{out} = (R_{B2} // R_X + r_{be}) / \beta$ (R_X 为振荡级的内阻), 较低。射极输出器将振荡器与负载隔离开, 即使负载变动也不影响 RC 移相振荡器的工作。

2. 设计方法二

该设计方法的设计步骤同方法一的 (1)、(2)、(3)、(5)、(6), 只是步骤 (4) 不同。

方法一的第 (4) 步需要知道晶体管的 h_{oe} , 有的手册没有给出该参数, 给设计带来不便。因此, 第 (4) 步可用下述方法或图 9.4 所示的 β 与 n 的曲线来进行设计:

$$R_i = R_A // R_B // r_{be} \approx r_{be} = 1.35\text{k}\Omega$$

$n = R/r_{be} = 5.1/1.35 = 3.8$, 查图 9.4 的曲线, $n = 3.8$ 对应的 $\beta = 36$; 或计算 $\beta = 29 + 23/n + 4/n^2 = 29 + 23/3.8 + 4/3.8^2 = 35$, 即所选晶体管要达到电流放大倍数 $\beta \geq 35$ 。

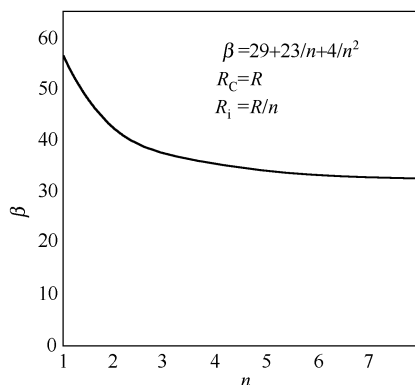


图 9.4 最小的 β 值与系数 n 的关系

第二节 阻抗递减的 RC 移相振荡器的设计

阻抗递减的 RC 移相振荡器电路如图 9.5 所示。这种移相电路的阻抗是依次递减的, 集电极电阻 $R_c (R_1)$ 为 nR , R_2 为 R , R_3 为 R/n ; 而相应电容量却依次增加, 即 $C_1 = C$, $C_2 = nC$, $C_3 = n^2C$ 。

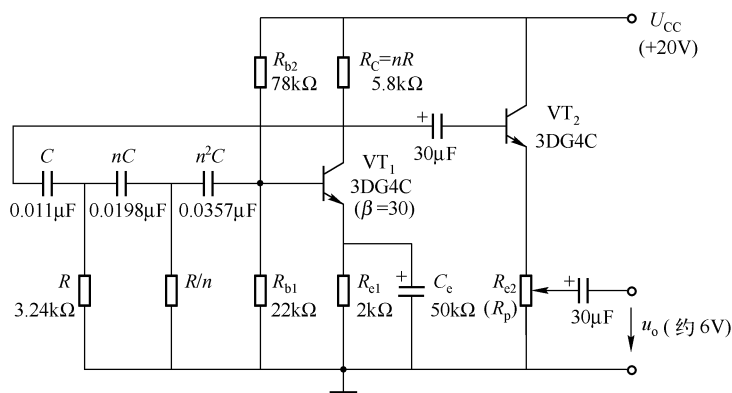


图 9.5 阻抗递减的 RC 移相振荡器

输入电阻 $R_i = R/n^2$, $n = R_c/R_2 = R_2/R_3 = 5.8/3.24 = 1.8$, 或 $n = 0.0198/0.011 = 0.0357/0.0198 = 1.8$ 。

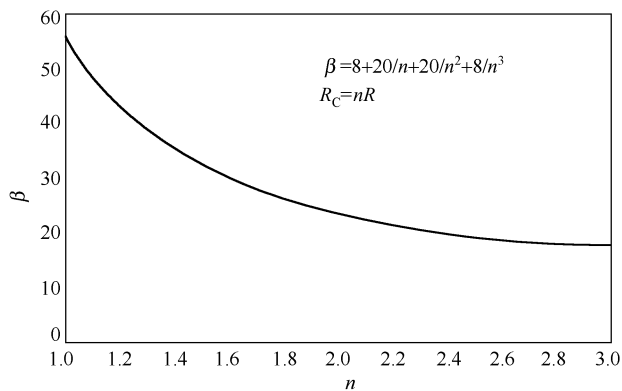
该电路的振荡频率为 $f_0 = 1/(2\pi RC \sqrt{3n^2 + 4n + 3})$, 代入各参数得 $f_0 = 1100\text{Hz}$ 。

维持振荡的最小 β 值为

$$\beta = 8 + 20/n + 20/n^2 + 8/n^3$$

这种电路对晶体管的电流放大系数 β 的要求大大降低。例如, $n=2$ 时, $\beta=24$, 前面介绍的 RC 移相振荡器, 不管 n 取多大, β 都不能低于 27。

图 9.6 给出了阻抗递减的 RC 移相振荡器最小 β 值与 n 的关系, 该曲线直观地显现出 β 随 n 的变化趋势, 当 n 较大时曲线变化趋缓。

图 9.6 阻抗递减的 RC 移相式振荡器最小 β 值与 n 的关系

第三节 其他实用 RC 移相正弦波振荡器

一、分立元器件实用 RC 移相振荡器

实用 RC 移相振荡器电路如图 9.7 所示, 它的振荡率为 1kHz。移相网络中的 R_1 、 R_2 、 R_3

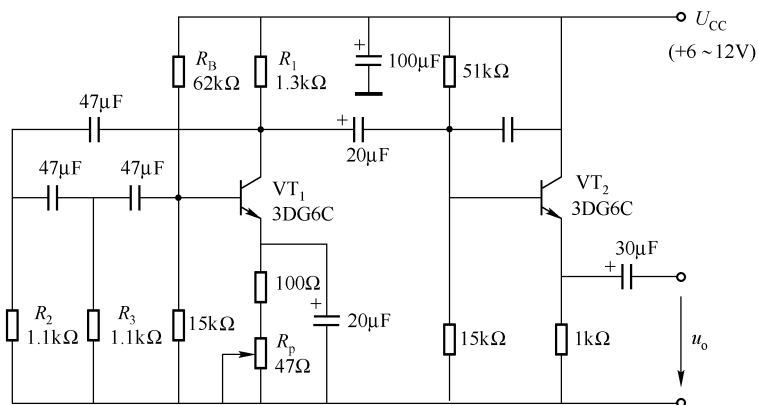


图 9.7 实用 RC 移相振荡器

分别为 $1.3\text{k}\Omega$ 、 $1.1\text{k}\Omega$ 、 $1.1\text{k}\Omega$ ； C_1 、 C_2 、 C_3 均为 47nF ； R_p (470Ω) 用于调节 VT_1 的静态电流 I_{e1} ； VT_2 的 b、c 极之间的 200pF 电容是为防止寄生振荡而设置的； R_B 用于调整 VT_1 的基极电流，在实际调节中确定更为有利。

VT_2 组成射极输出器，用于隔离振荡器与负载，防止振荡器直接带负载引起对 RC 网络频率特性的影响。

电路所用的电源电压范围极广 ($6 \sim 12\text{V}$)，假定 $U_{CC} = 12\text{V}$ ，则有

$$U_{e1} \approx 15 / (62 + 15) \times 12\text{V} = 2.3\text{V}$$

$$I_{e1} = (2.3 - 0.7)\text{V} / 0.5\text{k}\Omega = 3.2\text{mA} \quad (\text{假定 } R_{e1} = 500\Omega)$$

$$r_{be1} = 300 + (\beta_1 + 1)26\text{mV} / I_{e1} = (300 + 61 \times 26 / 3.2)\text{k}\Omega \approx 0.8\text{k}\Omega$$

$$n = R / r_{be} = 1.1 / 0.8 = 1.38$$

电路的振荡频率为

$$f_0 = 1 / [\pi RC \sqrt{2(2/n + 3)}] = 1\text{Hz} / [2\pi \times 1.1 \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \sqrt{2(2/1.38 + 3)}] \\ = 1033\text{Hz}$$

估算值 f_0 与实测值 f 有所差别。

二、运算放大器一阶 RC 移相式正弦波振荡器

1. 电路简介

由运放组成的一阶 RC 移相式正弦波振荡器电路如图 9.8 所示。一般的 RC 移相振荡器不便于调节振荡频率。为了调节频率，可用有源移相滤波器代替无源 RC 移相网络。一阶有源移相滤波器的移相范围超过 90° ，故用两级一阶有源移相滤波器就可以获得 180° 以上的相移，再加上一级反相器的 180° 相移，便可以满足 360° 的振荡相位条件。图 9.8 中， A_1 、 A_2 都是一阶有源移相滤波器，它们由二级一阶移相滤波器组成主通道， A_3 为反相器组成的反馈通道。

主通道的特性为 $A(j\omega) = -1$ ；反馈通道的特性为 $F(j\omega) = -1$ ，满足振荡条件。

主通道的频率特性为

$$A(j\omega) = \frac{(1 - j\omega CR_{11})(1 - j\omega CR_{12})}{(1 + j\omega CR_{11})(1 + j\omega CR_{12})} = -1$$

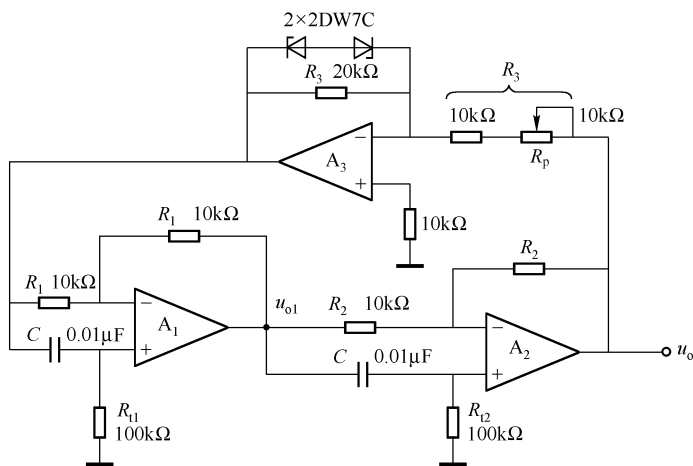


图 9.8 由运放组成的一阶 RC 移相式正弦波振荡器

由此得 $\omega^2 C^2 R_{11} R_{12} = 1$ ，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_{11} R_{12}}}$$

若取 $R_{11} = R_{12} = R_1$ ，则 $f_0 = 1/2(\pi C R_1)$ 。

这个振荡频率也是一阶移相滤波器的中心频率。

该电路的突出优点是，振荡频率的调节十分方便，只要改变 R_{11} 或 R_{12} （或同时改变 R_{11} 、 R_{12} ）都能实现调频。实践中，用 R_{11} （或 R_{12} ）分挡进行量程切换，用 R_{12} （或 R_{11} ）进行量程内的连续调节。

由图 9.8 中参数（ $R_{11} = R_{12} = 100\text{k}\Omega$ ， $C = 0.01\mu\text{F}$ ）可得电路的振荡频率为

$$f_0 = 1/(2\pi R_1 C) = 1\text{Hz}/(2\pi \times 100 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}) = 160\text{Hz}$$

2. 设计要点

① 选择运算放大器。由于 RC 移相振荡器的振荡频率较低，故选择通用型运算放大器均可满足要求，选择四运放更好一些，如 LM324；也可选用高输入阻抗运放，如 TL084/F081（四运放），选用单/双运放也可。

② 为设计方便，选 A_1 和 A_2 的反相输入电阻和反馈电阻的 4 个电阻都相等，如图 9.8 中的 $R_1 = R_1 = R_2 = R_2 = 10\text{k}\Omega$ 。

③ 根据所需要的频率，选择 R_{11} 、 R_{12} 值。若只需要固定频率，可将 R_{11} 、 R_{12} 固定，使 $R_{11} = R_{12} = R_1$ ；若需要调频，可将几个电阻串联，形成 R_{11} （或 R_{12} ）进行电阻的切换， R_{12} （或 R_{11} ）用固定电阻和电位器串联，调电位器可连续改变频率（图中未画）。

④ 反馈通道中 A_3 反相端的反馈支路采用具有温度补偿作用的稳压管反向串联。2DW7C $\times 2//R_3$ 和 R_3 决定了振荡的幅度， $2 \times 2\text{DW7C}$ 起稳幅和温度补偿作用。调节 R_p 可使反馈特性 $F(j\omega) = -1$ ，使其满足振荡的幅度条件。

⑤ 如需要正交振荡，选择 $R_{11} = R_{12} = R_1$ ，此时 A_1 的输出 U_{o1} 和 A_2 的输出 U_o 相差 90° ，一个为正弦输出，另一个为余弦输出。

第四节 运算放大器二阶移相式正弦波振荡器

运放二阶移相式正弦波振荡器电路如图 9.9 所示, A_2 为二阶有源滤波器移相电路, 作为主通道; A_1 为反相放大器, 组成反馈通道, 其频率特性为

$$F(j\omega) = -R_F/R_f$$

电路增益的频率特性为

$$A(j\omega)F(j\omega) = -R_F R_4 / R_f (R_3 + R_4) \cdot \left(1 - j \frac{1}{Q(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)}\right) / \left(1 + j \frac{1}{Q(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)}\right)$$

$$\text{当} \begin{cases} f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} \\ R_F/R_f = 1 + R_3/R_4 \end{cases}$$

时, 回路增益的效率特性就能符合振荡条件。因此, 该电路就能产生正弦波振荡, 其振荡频率即为有源二阶移相滤波器的中心频率。由 f_0 的表达式可以看出, 调频也比较方便, 但其性能不如“运算放大器一阶 RC 移相式正弦波振荡器”。不过它少用了一个运放, 因此可选用双运放集成电路。

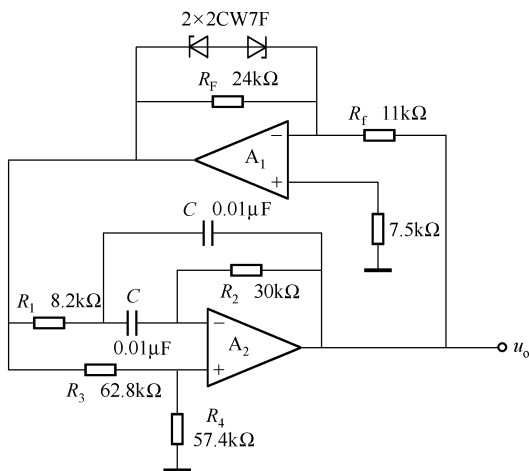


图 9.9 运放二阶移相式正弦波振荡器

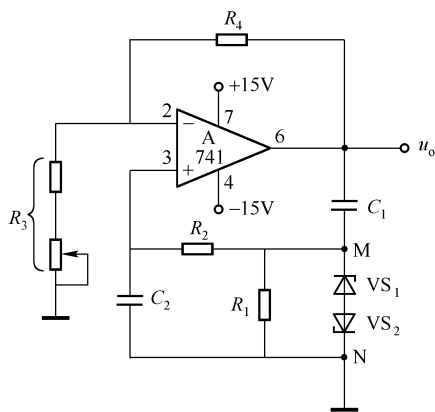
第五节 低失真 RC 正弦波振荡器

一、波形失真小的 RC 正弦波振荡器的设计 (400Hz/100Hz 等)

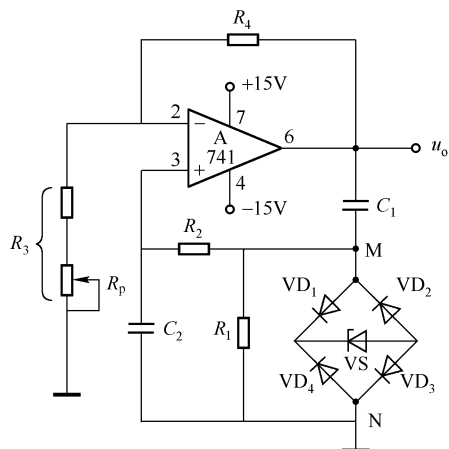
1. 电路简介

RC 振荡器一般采用非线性元件, 如小钨丝灯泡、热敏电阻、稳压二极管等, 来控制电路的增益使之维持振荡, 其中背靠背串联的稳压管较为普遍。由于稳压值常发生变化, 两个

管的稳压值又不能绝对相等, 因此波形失真较大。如图 9.10 (a) 所示电路就容易引起波形失真。



(a) 有波形失真的 RC 正弦波振荡器



(b) 克服波形失真的 RC 正弦波振荡器

图 9.10 RC 正弦波振荡器

图 9.10 (a)、(b) 所示两电路的振荡频率均为

$$f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})$$

① R_1 、 C_1 和 R_2 、 C_2 组成低通滤波器中 R_2 、 C_2 低通能较大地衰减高频谐波, 以减少失真。

② 只有在频率 $f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})$ 时, 其波形才能构成正反馈, 此时衰减量最小, 满足振荡条件, 形成 f_0 的振荡。

③ 当 $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ 时, $f_0 = 1 / (2\pi RC)$, 滤波器的衰减量为 $1/3$, 电路的闭环增益为 3 , 电路起振。

④ 如果振幅较小, 不足以击穿齐纳二极管, 齐纳管没有稳幅作用; 当振幅较大时, 电路起振, 输出上半周时, VS_1 被击穿, VS_2 导通, 此时 $U_z = U_{z1} + U_{z2} = U_{z1} + 0.7V$; 输出下半周时, VS_2 被击穿, VS_1 导通, $U_z = U_{z1} + U_{z2} = U_{z2} + 0.7V$ 。两只稳压管的稳压值 U_{z1} 、 U_{z2} 一般不等, 因此造成较大失真。

⑤ 克服波形失真的方法是采用图 9.10 (b) 所示的电路, 效果较好。

当振荡的上半周幅值大于 $U_z + 2U_D$ (U_z 为稳压管 VS 的稳压值, U_D 为二极管的正向压降) 时, VS 被击穿, VD_1 、 VD_3 导通, $U_{MN} = U_z + 2U_D$, VD_2 、 VD_4 截止 (其击穿电压远大于齐纳管的击穿电压); 反之, 下半周时, $U_{NM} = U_z + 2U_D$, 也就是说, M 、 N 两点的正、反向电压相等, 即 $U_{MN} = U_{NM}$, 因此失真较小。

2. 电路设计

① 当 $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ 时, 电路的振荡频率为 $f_0 = 1 / (2\pi RC)$, 使 $R_4 / R_3 = 2$, 则 $U_0 / U_z = 2.1$ 。

如果需要 400Hz 的振荡频率, 令 $C = 33\text{nF}$, 则 $R = 1 / (2\pi Cf) = 1\Omega / (2\pi \times 33 \times 10^{-9} \times$

400) = 12k Ω (R_1 、 R_2 的选择还要满足下面的步骤④)。

取 $R_4 = 200\text{k}\Omega$, $R_3 = 100\text{k}\Omega$, 选择 $U_Z = 3.5\text{V}$ 的稳压管。

此时输出信号的有效值 $U_o = 2.1U_Z = 2.1 \times 3.5\text{V} = 7.35\text{V}$; 输出信号的幅值 $U_{om} = \sqrt{2}U_o = \sqrt{2} \times 7.35\text{V} = 10.4\text{V}$ 。

② 当 $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2 = R$ 时, 电路的振荡频率为 $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{2}RC_2)$ 。

使 $R_4/R_3 = 1$, $U_o/U_Z = 1.6$, 如需要 100Hz 的信号, 可令 $C_2 = 0.1\mu\text{F}$, $C_1 = 0.2\mu\text{F}$, 则 $R = 1/(2\pi\sqrt{2}C_2f_0) = 1\Omega/(2\pi\sqrt{2} \times 0.1 \times 10^{-6} \times 100) = 11260\Omega$ 。取标称值电阻 11k Ω 和 270 Ω 串联。

③ R_4 可在 3.3k Ω ~ 10M Ω 取值。

④ R_1 、 R_2 的选择应满足

$$\begin{cases} R_1//R_2 > 3.3\text{k}\Omega \\ (R_1 + R_2) < 10\text{M}\Omega \end{cases}$$

步骤①已得 $R_1 = R_2 = R = 12\text{k}\Omega$, 满足 $R_1//R_2 = 6\text{k}\Omega > 3.3\text{k}\Omega$ 和 $(R_1 + R_2) = 24\text{k}\Omega < 10\text{M}\Omega$ 。

步骤②中, $R_1 = R_2 = R = 11.27\text{k}\Omega$, 满足 $R_1//R_2 = 5.6\text{k}\Omega > 3.3\text{k}\Omega$ 和 $(R_1 + R_2) = 225\text{k}\Omega < 10\text{M}\Omega$ 。

二、具有极低失真的 RC 振荡器

具有极低失真的 RC 振荡器电路如图 9.11 所示, 电路的振荡频率为 1kHz, 振幅稳定。振幅为 7V 时, 总的谐波失真只有 0.01%, 是一个超低失真的 RC 振荡器。

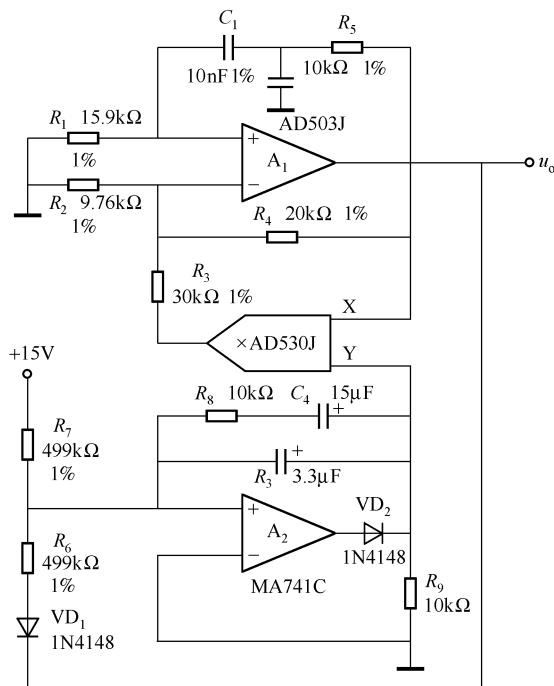


图 9.11 具有极低失真的 RC 振荡器

① 放大器 A_1 由带通滤波器 C_1 、 C_2 、 R_1 和 R_5 组成正反馈网络, 维持了电路的振荡。由于 $C_1 = C_2$, $R_1 = R_5$, 故电路的振荡频率为 $f_0 = 1/(2\pi R_1 C_1) = 1001\text{Hz}$ 。

运放 A_1 的负反馈网络由 R_2 、 R_3 和 R_4 组成, 它们和乘法器 AD530J 一起组成振幅稳定系统。当输出信号幅值达到 7V 时, 通过起调制器作用的 AD530J 来增加负反馈量以稳定振幅。

② 调制器的控制电压由积分器 A_2 的输出电平决定。 A_2 既是一个积分器也是一个低通滤波器。它的作用是为调制器提供平滑的直流输入, 因为二极管 VD_2 只允许正向电流通过。由此也可以断定, C_3 、 C_4 可使用有极性电容。

③ 失真度主要取决于运放 A_1 的特性。采用 AD503J 失真较小, 若允许 0.04% 的失真可使用 $\mu\text{A}741\text{C}$ 型运算放大器。

④ 器件代换。AD503J 是一个高输入阻抗 ($Z_i = 100\text{G}\Omega$)、 3dB 带宽 1MHz 、中增益 (66dB) 放大器, 可用 AD503K 代替 (比 AD503J 稍优), 也可用 F080、F081、TL081、FL351, $\mu\text{A}771$ 等代换。

AD530J 是一个模拟乘法器, 可用 AD531、B531 等代换。

第六节 具有缓冲、幅度可调的正弦波发生器

由函数发生器 ICL8038 和运放 741 组成的正弦波输出同相放大器电路如图 9.12 所示。运放 741 接成同相放大器, 它具有很高的输入阻抗和良好的跟随特性。该电路能提供缓冲、可调增益和幅度调节。ICL8038 构成一个正弦波、三角波和方波输出的函数发生器, 在 $R_A = R_B = R_T$ 条件下, 其输出频率可用 $f_0 = 0.3/(R_T C_T)$ 估算。

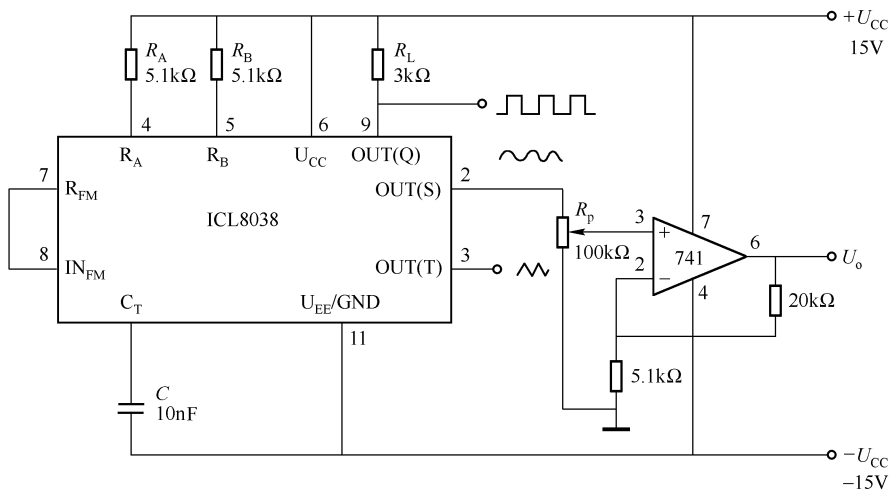


图 9.12 正弦波输出同相放大器

该电路实测频率 $f_0 \approx 7.1\text{kHz}$, 和理论值具有一定的偏差。

该电路除了可提供幅度可调的正弦波以外, 还可提供较理想的三角波和方波。

使用该电路时应注意以下几点：

- ① 若要求比较理想的方波输出，输出端 9 脚不能开路，否则波形畸变。
- ② 电位器 R_p 应适度调节，输入到运放同相端的电压不能过大，否则会引起运放的正饱和并使正弦波波顶被削掉，变成梯形波。可在 R_p 的上方加接固定电阻避免这一现象。

第七节 文氏电桥振荡器的设计

一、设计电路简介

文氏电桥正弦波振荡器电路如图 9.13 所示。该电路给出了较高的设计技巧，其振荡幅度、振荡频率均可调节，而且振荡频率稳定。

基本的文氏电桥的并联支路一般均接地。这里的并联支路， C_1 接地而 R_1 接到 A_2 的虚地点（反相端）。

电路的振荡频率为 $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})$ ；
电路的直流增益为 $A_v = 1 + R_3/R_5 + R_3 R_4/R_1 R_5$

R_1 的作用是调节频率，它有固定电阻 (R_{1min}) 和可变电阻 (R_{1max} 或 R_{p1}) 两部分； R_6 (R_{p2}) 用于调节幅变。

二、设计步骤

设计步骤如下：

(1) 选择运算放大器

运放一般选择通用Ⅲ型即可，如 $\mu A741$ 、

F007、F324、F082 等。主要考虑两个参数：运放的单位增益带宽 GB（即 f_{u2} ）和运放的基极偏流 I_{bl} 。

(2) 计算 R_1 的可变部分 (R_{1max})

$$R_{1max} \leq \Delta U_{0max} / I_{bl}$$

式中， ΔU_{0max} 为运放的输出失调电压，一般由设计要求给出； I_{bl} 为运放的基极偏流，可查运放手册得到。如果希望频率的变化与度盘的转角成线性关系，则 R_{1max} 应选对数特性电位器。

(3) 计算 R_2 、 R_4 、 R_5 、 R_3 、 R_6

$$R_2 = R_4 = R_5 = \sqrt{R_{1max}}$$

$$R_3 \approx 1.1 R_2$$

$$R_6 \approx 100 R_3 = 110 R_2$$

(4) 确定 C_1 、 C_2

$$C_1 = C_2 = 1/(2\pi f_0 R_2)$$

(5) 计算 R_1 的固定部分 (R_{1min})

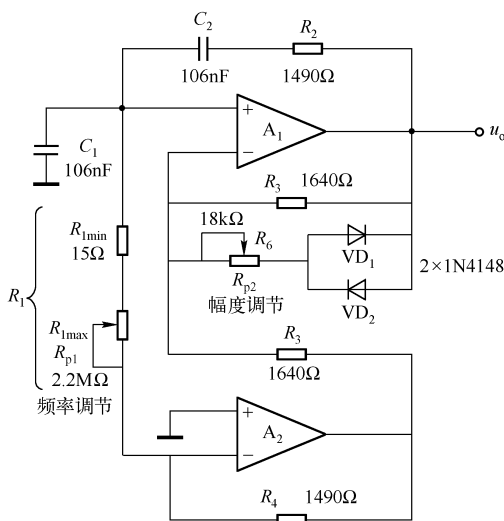


图 9.13 文氏电桥正弦波振荡器

$$R_{1\min} = \sqrt[3]{\frac{R_4^2}{4\pi^2 R_2 C_1 C_2 f_{u2}^2}}$$

(6) 用设计出的各阻容值计算 f_0 的最大值 $f_{0\max}$ 和最小值 $f_{0\min}$

$$f_{0\max} \approx \sqrt[3]{\frac{f_{u2}}{4\pi^2 R_2 R_4 C_1 C_2}}$$

$$f_{0\max} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{I_{bl}}{R_2 C_1 C_2 \Delta U_{0\max}}}$$

(7) 校核

用公式 $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})$ 分别计算 $f_{0\max}$ 、 $f_{0\min}$ 和 f_0 ，并与前面计算出的 $f_{0\max}$ 、 $f_{0\min}$ 和设计要求的 f_0 进行比较，如误差过大需重新设计。

三、设计举例

设计一个文氏电桥正弦皮振荡器，电路的形式同图 9.13。要求中心频率 $f_0 = 1000\text{Hz}$ ，最大输出失调电压 $\Delta U_o = 0.1\text{V}$ ，输出电压的峰-峰值为 $\pm 10\text{V}$ 。

设计步骤如下。

(1) 选择运算放大器

为保证 $\pm 10\text{V}$ 的峰-峰值输出，应选择双电源运放，取 $\pm U_{CC} = \pm 15\text{V}$ 。选择 F324 运放，其主要参数为单位增益带宽 $f_{u2} = 1\text{MHz}$ ；基板偏流 $I_{bl} = 45\text{nA}$ 。

(2) 计算 $R_{1\max}$

$$R_{1\max} = \Delta U_{o\max} / I_{bl} = 0.1\text{V} / 45 \times 10^{-9}\text{A} = 2.2\text{M}\Omega$$

(3) 计算 R_2 、 R_4 、 R_5 、 R_3 、 R_6

$R_2 = R_4 = R_5 = \sqrt{R_{1\max}} = \sqrt{2.2 \times 10^6} \Omega = 1490\Omega$ ； $R_3 \approx 1.1R_2 = 1.1 \times 1490\Omega = 1640\Omega$ ； $R_6 \approx 100R_3 = 16.4\text{k}\Omega$ ，取标称值 $R_6 = 18\text{k}\Omega$ 。

(4) 确定 C_1 、 C_2

$$C_1 = C_2 = 1/(2\pi f_0 R_2) = 1\text{F} / (2\pi \times 1000 \times 1490) = 106\text{nF}$$

C_1 与 C_2 取值应一致，否则将引起波形的失真。

(5) 计算 $R_{1\min}$

$$R_{1\min} = \sqrt[3]{\frac{R_4^2}{4\pi^2 R_2 C_1 C_2 f_{u2}^2}} = \sqrt[3]{\frac{(1490)^2}{4\pi^2 \times 1490 \times 106 \times 10^{-9} \times 106 \times 10^{-9} \times (1 \times 10^6)^2}} \Omega$$

$$= 15\Omega$$

(6) 计算 $f_{0\max}$ 和 $f_{0\min}$

$$f_{0\max} = \sqrt[3]{\frac{f_{u2}}{4\pi^2 R_2 R_4 C_1 C_2}} = \sqrt[3]{\frac{1 \times 10^6}{4\pi^2 \times 1490 \times 1490 \times 106 \times 10^{-9} \times 106 \times 10^{-9}}} \text{Hz}$$

$$= 10055\text{Hz}$$

$$f_{0\min} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{I_{bl}}{R_2 C_1 C_2 \Delta U_{o\max}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{45 \times 10^{-9}}{1490 \times 106 \times 10^{-9} \times 106 \times 10^{-9} \times 0.1}} \text{Hz}$$

$$= 26.1\text{Hz}$$

(7) 校核

$$f_{0\min} = 1/(2\pi\sqrt{R_{1\max}R_2C_1C_2}) = 1\text{Hz}/(2\pi\sqrt{2.2 \times 10^6 \times 1490 \times 106 \times 10^{-9} \times 106 \times 10^{-9}}) \\ = 26.2\text{Hz}$$

误差为 0.4%。

$$f_0(\text{额定}) = 1/(2\pi\sqrt{R_{1\text{额定值}}R_2C_1C_2}) = 1\text{Hz}/(2\pi\sqrt{1490 \times 1790 \times 106 \times 10^{-9} \times 106 \times 10^{-9}}) \\ = 1008\text{Hz}$$

误差为 0.8%。

$$f_{0\max} = 1/(2\pi\sqrt{R_{1\min}R_2C_1C_2}) = 1\text{Hz}/(2\pi\sqrt{15 \times 1490 \times 106 \times 10^{-9} \times 106 \times 10^{-9}}) \\ = 10048\text{Hz}$$

误差为 7×10^{-4} 。

符合设计要求。设计参数标于图 9.13 中。

四、本设计的实用电路

① 电路图同图 9.13，运放选用 MA741。

电路中的相应参数： $R_{1\min} = 20\Omega$ ， $R_{1\max} = 20\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 1.8\text{k}\Omega$ ， $R_3 = 1.8\text{k}\Omega$ ， $R_4 = 1.6\text{k}\Omega$ ， $R_5 = 1.6\text{k}\Omega$ ， $R_6 = 180\text{k}$ ； $C_1 = C_2 = 0.08\mu\text{F}$ 。

② 频率用 $R_{1\max}$ 调节，调节范围为 200 ~ 1200Hz。

③ 幅度用 R_6 调节（改为电位器）。

④ 调试。

A. 用电位器代替 R_6 ，仔细调节电位器，使电路起振且失真最小。

B. 改变 R_1 ，观测振荡频率的变化范围是否满足设计要求。

⑤ 测试结果：中心频率 $f_0 = 1000\text{Hz}$ ，最大不失真输出幅度为 7.5V；失真度约为 1%；输出幅度（峰-峰值）为 9V；频率范围为 200 ~ 1200Hz。

第八节 其他文氏电桥正弦波振荡器

一、超低频文氏电桥振荡器

超低频文氏电桥振荡器电路如图 9.14 所示，文氏电桥由 R_1 、 C_2 、 R_2 和 C_1 组成。在一般的文氏电桥振荡器中，由于受到运放输入阻抗不高的影响，并联支路中的 R 取值不能太大，因此振荡频率不可能太低。另外，一般的文氏电桥振荡器为同相放大器，即电桥中的节点 M 接到运放的同相端，本电路则相反。

本电路有以下特点：

① 文氏电桥的节点 M 接到运放 A_1 的反相端，并且串联支路 $R_2 - C_2$ 不接地，而是接到振荡器的输出端，将输出电压的一部分反馈至 A_1 的反相端，即两级运放形成正反馈，这样就提高了运放的输入阻抗。于是，在桥路中的电阻可采用大阻值电阻（这种接法可不使用具有 FET 输入级的运放）。

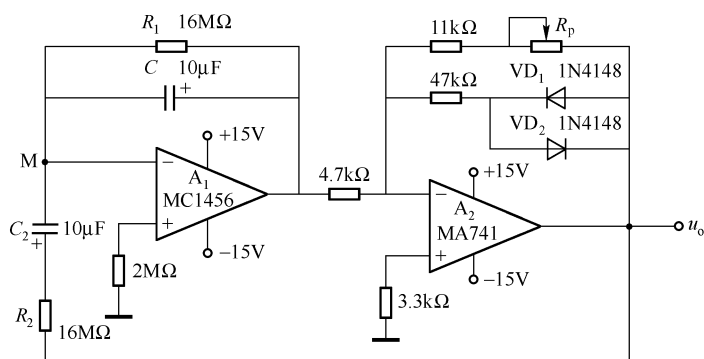


图 9.14 超低频文氏桥振荡器

② 电路的振荡频率为

$$f = 1/(2\pi RC) = 1\text{Hz}/(2\pi \times 16 \times 10^6 \times 10 \times 10^{-6}) = 0.001\text{Hz}$$

电路利用二极管 VD_1 、 VD_2 的指数特性来稳定 0.001Hz 正弦波的幅值，这样不会引入较大的时间常数。

根据以上的特点可以设计出其他超低频的正弦波振荡器。

二、可调幅 - 稳幅的文氏正弦波发生器

可调幅 - 稳幅的文氏正弦波发生器电路如图 9.15 所示，其稳幅原理是利用场效应管的变阻特性。

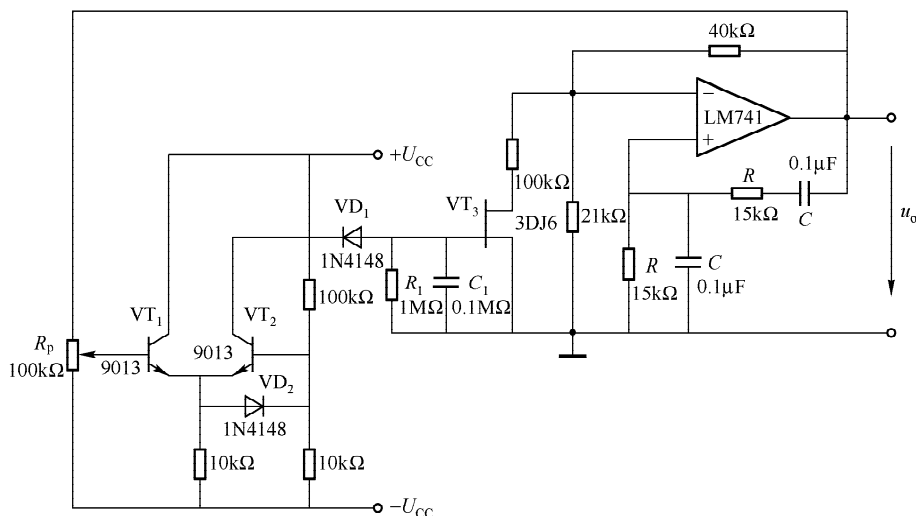


图 9.15 可调幅 - 稳幅的文氏正弦波发生器

电位器 R_p 滑动触点的位置不同，对应的稳定振幅也不一样，所以可利用 R_p 调节振幅的大小。该电路的调幅范围为 100 : 1，振幅稳定度达 0.1%，波形失真小于 0.2%。

R_1 、 C_1 和 VD_1 组成整流滤波电路，其时间常数的选择原则同本章第十五节中“采用场效应管稳幅的文氏振荡器（一）”。

电路的振荡频率约为

$$f_0 = 1/(2\pi RC) = 1\text{Hz}/(2\pi \times 15 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}) = 106\text{Hz}$$

三、稳幅 1000Hz 文氏振荡器

稳幅 1000Hz 文氏振荡器电路如图 9.16 所示。这是一个用稳压管稳幅的 1000Hz 正弦波振荡电路，稳幅用 2DW7B 稳压管，它的击穿电压为 U_z (5.9 ~ 6.6V)，当振幅达到 U_z 以上时，稳压管被击穿，从而使放大器的闭环增益 A_F 下降，达到稳幅的目的。与稳压管串联的电阻 R_4 的作用是减少波形失真，当稳压管被击穿时，运放电路的增益变化不致太剧烈。另外，2DW7B 还具有温度补偿作用。

所有电阻应选用精度 5% 以上的金属膜电阻；电容选用精度 0.5% 以上的产品。

调试时应先仔细调整负反馈电阻 R_1 ，使电路振荡，且用示波器观察使振荡波形失真最小。

频率调整时，应先固定两个 0.1 μF 的电容，适当调整两个 R 值，然后固定，使电路的振荡频率等于设计值。

运放电源应用 $\pm 15\text{V}$ 。

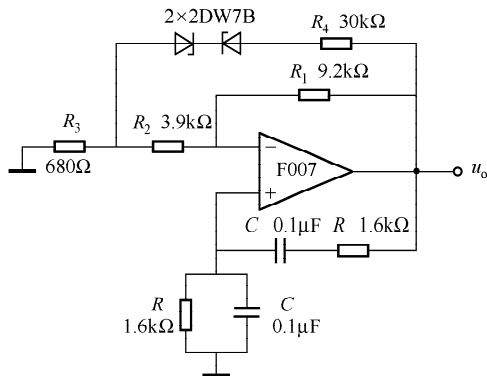


图 9.16 稳幅 1000Hz 文氏振荡器

第九节 稳幅 16Hz 正弦波低频桥式振荡器

稳幅 16Hz 正弦波低频桥式振荡器电路如图 9.17 所示，这是一个同相运放、正反馈振荡电路。电路的振荡频率为

$$f_0 = 1/(2\pi RC) = 1\text{Hz}/(2\pi \times 100 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}) \approx 16\text{Hz}$$

R_1 — R_p — R_2 构成负反馈电路，它决定电路的增益 $A_F = 1 + (R_1 + R_p)/R_2$ 。调节 R_p 使 A_F 略大于 3，振荡器起振，当振幅增大时，二极管导通，使负反馈加强，反之亦然。

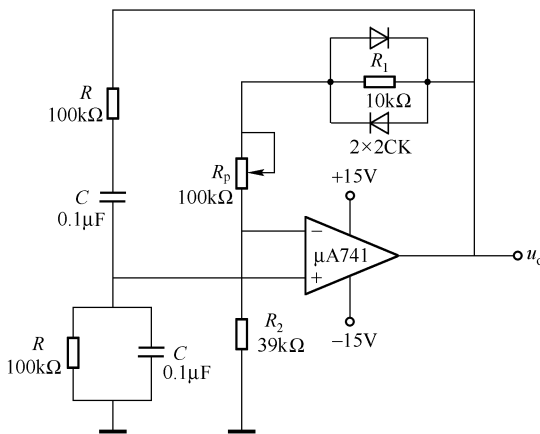


图 9.17 稳幅 16Hz 正弦波振荡器

第十节 单电源文氏振荡器

图 9.18 所示为一个单电源文氏振荡器, 省掉一个负电源, 使电路大大简化。它和常用文氏振荡器的不同之处是, 将桥式网络正反馈电压的一部分送入反相端, 加强了负反馈作用, 对稳定幅值具有较强的作用。电路的振荡频率为

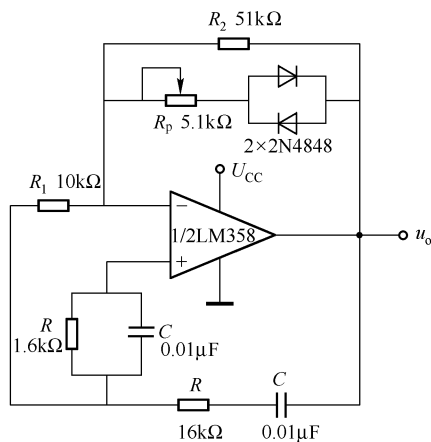


图 9.18 单电源文氏振荡器

$$f_0 = 1/(2\pi RC) = 1.0\text{kHz}$$

运算放大器可用 MAX4162 代替。MAX4162 为单电源单运放轨至轨运放, 其电源范围是 2.7 ~ 15V。

第十一节 单 T 选频网络正弦波振荡器

一、频率可调单 T 选频网络的正弦/方波发生器

单 T 选频网络的选频特性不如双 T 网络, 谐振频率的调整比较方便, 所以在需要调频的场合, 不采用双 T 网络而选择单 T 网络。由电压比较器和运算放大器组成的频率可调单 T 选频网络的正弦/方波发生器电路如图 9.19 所示。

电路设计的要点如下:

① 器件的选择。 A_1 选用集成电压比较器 LM111 或 LM311, 其电压增益 $A_v = 200\text{V/mV}$, 用 $\pm 15\text{V}$ 电源; A_2 选择 LM101 运算放大器, 3dB 带宽 $GB = 1\text{MHz}$, 输入电阻 $r_i = 800\text{k}\Omega$, 增益 $A_v = 94\text{dB}$ 。

② 单 T 网络的谐振公式为

$$f_0 = 1/(2\pi \sqrt{n} RC)$$

式中, $n = R_1/R$ 。

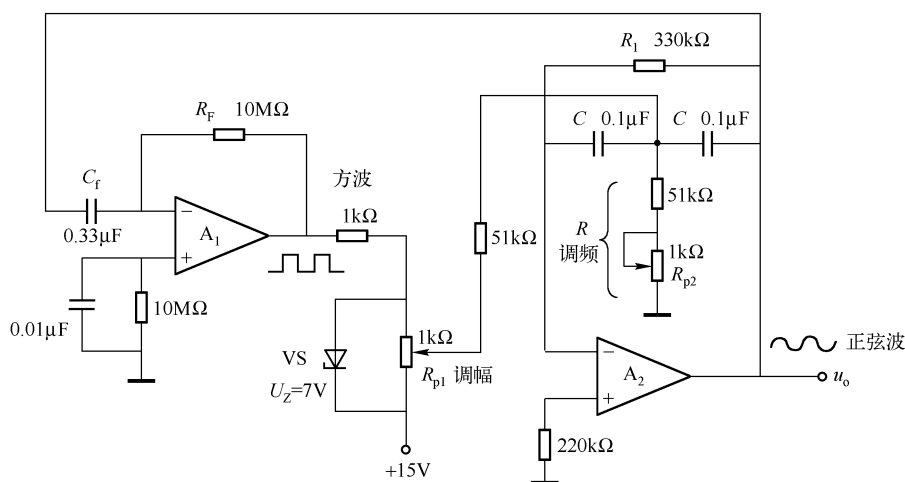


图 9.19 频率可调的单 T 选频网络的正弦/方波发生器

此式幅频特性的幅度最小, 即 $F(f_0) = F_{\min} = 2/(n+2)$ 且相移为零。频率的调节由 R 、 C 实施。因为电容分挡跨度较大, 因此频率粗调用 C , 频率细调用 R (即调 n) 进行。当 $n = R_1/R = 330/51 = 6.47$ 时, $f_0 = 12.3\text{Hz}$; 当 $n = R_1/R = 330/52 = 6.35$ 时, $f_0 = 12.2\text{Hz}$ 。可见, 调节 R_p 只能用于各挡量程的微调。选用不同的阻容元件, 其频率范围可达 $20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$ 。

③ 用外激励调谐法实现正反馈。图 9.19 所示单 T 网络谐振电路中, 若所用运放或比较器不理想时, 调谐电路不满足振荡条件, 必须引进正反馈才有可能满足振荡条件, 从而得到正弦振荡。

图中的 A_1 为一电压比较器, 其同相端为虚短路, 反相端接收 A_2 输出的正弦信号, 将反馈信号引入反相端, 因此输出为方波, 频率同输出的正弦波相同。同时, A_1 的输出通过 $51\text{k}\Omega$ 电阻从 R_{p1} 取得的信号加到单 T 网络, 使 A_2 产生自激振荡。 R_{p1} 的作用是调节激励信号的大小。

④ 调谐方法不影响电路增益和带宽, 故输出幅度不随振荡频率变化, 振荡频率仅由单 T 网络的参数决定。电路的起振由 A_1 的反馈网络元件 R_F 、 C_F 保证。电路的波形失真较大, 在 $0.7\% \sim 2\%$ 之间。

⑤ 单 T 网络的代用。图 9.20 示出了两种形式的单 T 网络, 图 (a) 即为上述谐振电路所采用的单 T 选频网络。实践中也常用图 (b) 所示网络, 其频响特性与图 (a) 电路的频响特性相同, 但谐振频率与图 (a) 不同, 为 $f_0 = \sqrt{n}2\pi RC$ 。若取 $C = 0.1\mu\text{F}$, $C/n = 0.01\mu\text{F}$,

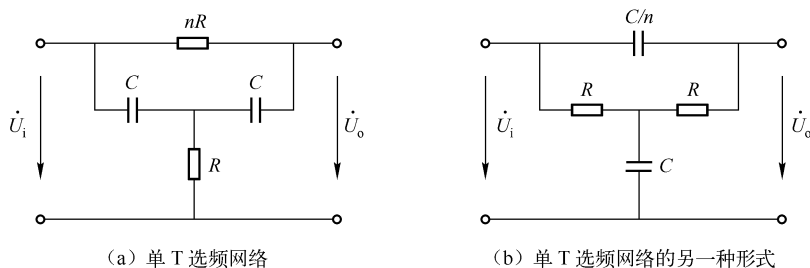


图 9.20 单 T 选频网络

$R = 51\text{k}\Omega$, 则 $f_0 = 98.7\text{Hz}$ 。可见, 在 R 、 C 取值与图 (a) 相同的情况下, 其谐振频率为图 (a) 电路的 8 倍。

二、1Hz 并联 T 网络正弦波振荡器的设计

1Hz 并联 T 网络正弦波振荡器电路如图 9.21 所示。

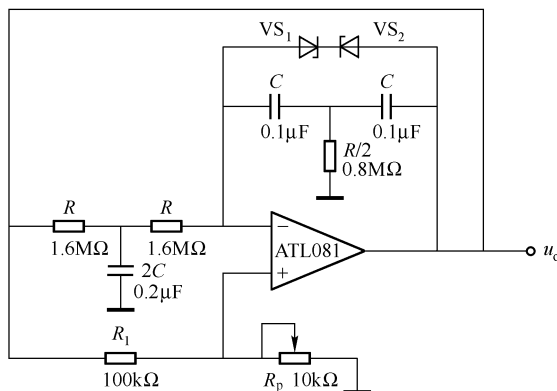


图 9.21 1Hz 并联 T 网络正弦波振荡器

设计要求: 设计一个振荡频率为 1Hz, 输出电压峰-峰值为 $U_{o(P-P)} = 10\text{V}$ 的正弦波振荡器。

设计要点:

① R_1/R_p 的比值确定正反馈的大小, 只要使其足够大, 就能使电路产生振荡。 R_1 值大致是 R_p 的 10 倍, 选 $R_p = 10\text{k}\Omega$ 的电位器, 取 $R_1 = 100\text{k}\Omega$ 。

② 振荡器输出的峰-峰值由稳压管 VS_1 和 VS_2 的稳压值确定, 大致为 $U_{o(P-P)}$ 的 1.5 倍。故选择稳压值为 $U_z = 1.5U_{o(P-P)} = 1.5 \times 10\text{V} = 15\text{V}$ 的稳压管。可选择 2CW7J (13.5 ~ 17V)、2CW20 (13.5 ~ 17V)、1N4744A (15V) 等。

③ 振荡频率 $f = 1/(2\pi RC)$, 设计经验告诉我们, 对于 T 形网络振荡器, R 值不得超过 $2\text{M}\Omega$ 。取 $C = 0.1\mu\text{F}$, 则

$$R = 1/(2\pi Cf) = 1\Omega/(2\pi \times 0.1 \times 10^{-6} \times 1) = 1.6\text{M}\Omega (\text{标称值})$$

可根据其他要求设计出所需频率、振幅的正弦波振荡器。

④ 运算放大器应选择高输入阻抗型的, 如 TL080 系列、F155 系列、F3130/F3140 等。

第十二节 双 T 选频网络正弦波振荡器

一、双 T 选频网络正弦波振荡器

双 T 选频网络正弦波振荡器电路如图 9.22 所示。在双 T 选频网络中, 当信号频率等于并联谐振频率时, 阻抗变得很大, 电压传输系数几乎为零, 利用这一特性就能组成选频特性十分良好的正弦波振荡器。

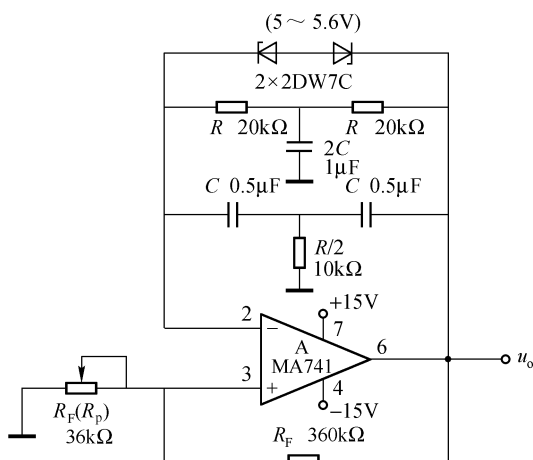


图 9.22 双 T 选频网络正弦波振荡器

设计要点如下:

① 根据双 T 选频网络频率特性, 选频网络的频率 $f_0 = 1/(2\pi RC)$ 。假定需要 20Hz 的选频频率, 令 $C = 0.5\mu\text{F}$, $2C = 1\mu\text{F}$, 则 $R = 1/(2\pi C f_0) = 1\Omega / (2\pi \times 0.5 \times 10^{-6} \times 20) = 16\text{k}\Omega$ 。

② 确定正反馈支路 $R_1 - R_F$ 值。 R_1 越大, 正反馈越强, 电路越容易起振, 但 R_1 不宜过大, 否则波形严重失真。一般应使正反馈增益 $R_F/R_1 \geq 10$, 即 $R_F \geq 10R$ 。另外, 为了减少运放输入偏流的影响, 还应使 $R_1//R_F$ 接近或等于 $2R$ 。

令 $R_F = 360\text{k}\Omega$, 则 $R_1 \leq R_F/10 = 360\text{k}\Omega/10 = 36\text{k}\Omega$, 可选 R_1 为 $36\text{k}\Omega$ 电位器 R_p , 下调 $R_1(R_p)$ 可使 $R_1//R_F$ 值接近 $2R$ 。

③ 将双 T 选频网络接入负反馈回路中, 即跨接于运放的反相端和输出端之间。

④ 注意, $R_1(R_p)$ 的实际值应按容易起振和波形失真小的原则选择, 通过实验和示波器观察波形最后确定, 并将 $R_1(R_p)$ 的确定值锁定或用固定电阻代替。

二、实用的电阻值小于 $R/2$ 的双 T 网络正弦波振荡器

图 9.22 所示电路中, 若标注为 $R/2$ 的那个电阻值小于 $R/2$ 时, 双 T 网络的相移在 $f=f_0$ 时可达 -180° , 和反相运放放大器一起, 也满足相位振荡条件, 所以可用一个电阻值小于 $R/2$ 的双 T 网络和运算放大器组成一个更实用的正弦波振荡器, 如图 9.23 所示。

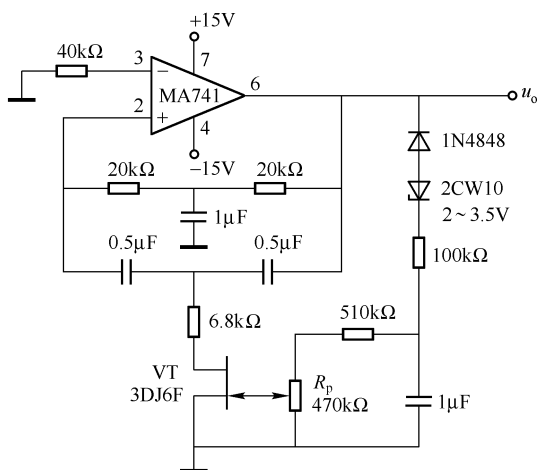
设计该电路时, 除了要满足前述设计要点外, 还需要注意以下几点:

① 满足相位条件。双 T 网络能提供 -180° 的相位, 因为双 T 网络接在运放负反馈回路, 运放又提供 -180° 的相位, 因此满足相位振荡条件。

② 双 T 网络的电压传输系数虽然很小, 但运放的放大倍数很高, 也满足振荡的幅值条件。

③ $R/2$ 用 $6.8\text{k}\Omega$ 和场效应管代替。这里的场效应管相当于一个可变电阻, 阻值的大小由电位器 R_p 控制, 调节 R_p 使电路振荡, 波形不失真, 振幅在 $6 \sim 10\text{V}$ 之间。

④ 振荡频率基本由网络的 RC 值决定, 因 $R/2$ 值稍低, 频率略有变化, 将偏离 16Hz 的理论值。

图 9.23 实用的电阻值小于 $R/2$ 的双 T 网络正弦波振荡器

第十三节 低频正弦波振荡器

一、低频 (0.5Hz) 两相正/余弦波发生器

低频 (0.5Hz) 两相正/余弦波发生器电路如图 9.24 所示。该电路能输出低频 0.5Hz 正弦波和余弦波。它由低通滤波器 A_1 和密勒积分器 A_2 等组成。

① 运算放大器 A_1 和 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 组成十倍频程衰减 12dB 的低通滤波器，其相位滞后 90° 。低通滤波器的相移随频率而变化，因此振荡频率 f_0 和低通滤波的相移 90° 时的频率相等，故电路的振荡频率为

$$f_0 = 1/(2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}) = 1/(2\pi \sqrt{2} R_1 C_1) \approx 0.5\text{Hz}$$

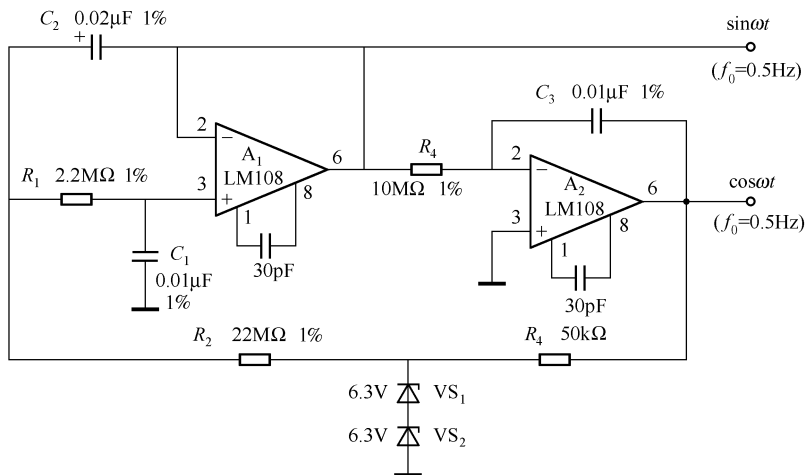


图 9.24 低频 (0.5Hz) 两相正/余弦波发生器

② 运算放大器 A_2 和 R_3 、 C_3 组成密勒积分器。它具有 90° 的超前相位。因此, A_1 与 A_2 之间形成了正反馈, 并产生振荡。密勒积分的相移和频率无关。

③ 振荡幅值由齐纳二极管 VS_1 、 VS_2 限定, 由于它们的稳压值有所变化, 会引起波形失真, 但由于低通滤波器衰减了高频分量, 抵消了高频失真, 因此失真较小。

④ 调整电路的增益为 1.5 左右, 并使积分器的时间常数 $R_3 C_3 \approx 1/(20f_0) = 0.1\text{s}$ 。

⑤ 电路的输入阻抗约为 $Z_{F,\text{in}} \approx A_v Z_i = 79433 \times 30\text{k}\Omega = 2.38 \times 10^{12}\Omega$, 电路的输出阻抗约为 $Z_{F,\text{out}} \approx Z_{\text{开环out}}/A_v = 200\Omega/79433 = 0.003\Omega$ 。因此, 电路的负载能力较强。

⑥ A_1 的输出为正弦波, 由于 A_2 的输出超前 A_1 的输出 90° , 故 A_2 的输出为余弦波。

LM108 为高输入阻抗放大器, 其开环增益 $A_v = 98\text{dB} = 79433$, 输入阻抗 $Z_i = 30\text{k}\Omega$, 失调电压 $U_{10} = 3\text{mV}$ 。由于器件的输入阻抗高, 因此, 振荡频率可以做非常低, 换言之, 设计低频振荡器需要选用高输入阻抗运放。

LM108 可用 F108、DG108、MLM108 直接代换, 也可以选用性能相近的其他高阻抗运放。

二、超低频正弦波振荡器

超低频正弦波产生电路的种类较多, 但电路较复杂, 需要的运放器件较多。下面介绍的超低频正弦波振荡器电路如图 9.25 所示。

根据电路理论, 该电路的振荡条件为

$$R_6 \frac{C_1}{C_2} + R_1 \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) = \frac{R_2 R_4}{R_3}$$

请读者注意, 按照图中给定元器件的参数值, 理论上并不满足振荡条件, 当各电阻值为给定值时, 只有 $C_1/C_2 = 1.015$ 时才能满足振荡条件。图中, $C_1 = 0.2\mu\text{F}$, $C_2 = 0.2\mu\text{F}$, 其误差为 $\pm 5\%$ 。

当满足 $R_2 R_4 R_6 = R_1 [R_4 R_5 + R_3 (R_4 + R_5 + R_6)]$ 时, 电路的振荡频率为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_4}} \sqrt{\frac{R_p/R_5}{1 + R_2/R_3}}$$

将各给定电阻值、电容值代入上式得 $f = 2.915 \times 10^{-3} \sqrt{R_p}$, 即 $f \propto \sqrt{R_p}$

图 9.26 所示曲线的计算值与实验值基本符合。本电路产生的几十毫赫到几百毫赫的信号, 波形好, 稳定度高。

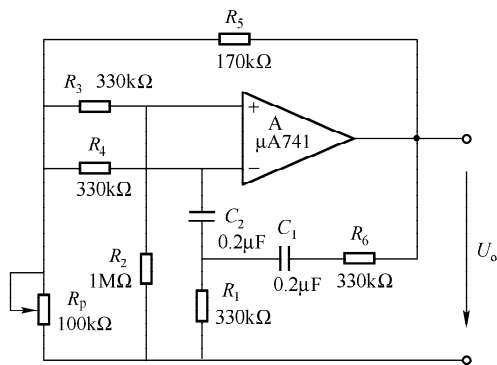


图 9.25 超低频正弦波振荡器

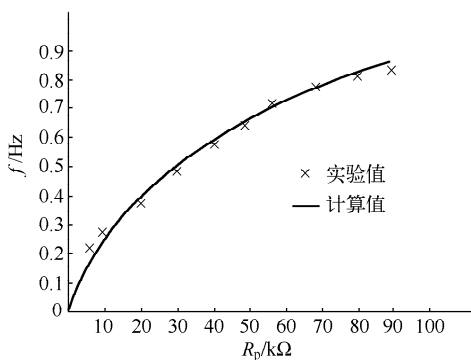


图 9.26 振荡频率 f 与 R_p 的关系

超低频正弦波信号，常用于生物工程、地球物理和测控技术中。

第十四节 中频两相输出正/余弦波发生器

中频两相输出正/余弦波发生器电路如图 9.27 所示。此电路与本章第十三节介绍的低频两相输出正/余弦波发生器相似，但它又具有以下特点：

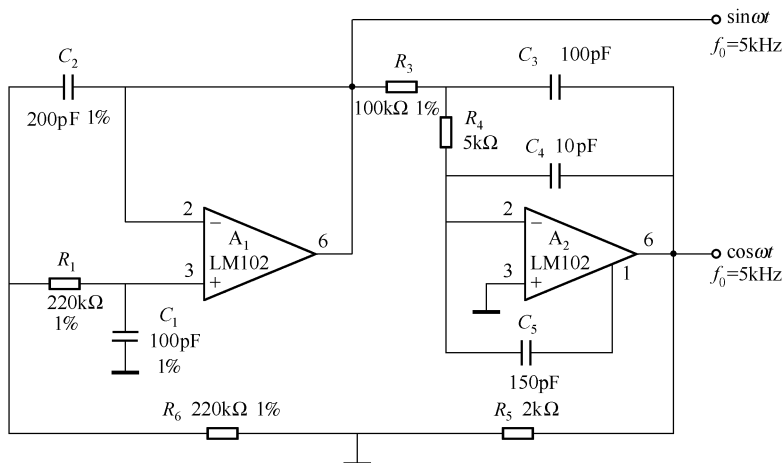


图 9.27 中频两相输出正/余弦波发生器

① A_1 为集成电压跟随器， $A_v = 0.9996$ ， $Z_i = 1000\text{M}\Omega$ ，电路的输入阻抗约为 $Z_{F,\text{in}} = A_v Z_i = 0.9996 \times 1000\text{M}\Omega \approx 1000\text{M}\Omega$ 。

② 电路的输出阻抗约为 $Z_{F,\text{out}} = 0.8\Omega / 0.9996 \approx 0.8\Omega$ ，电路带负载能力也较强，改变输出电平和负载不会影响振荡频率。

③ 电路的振荡频率 $f_0 = 1 / (2\sqrt{2}\pi R_1 C_1) \approx 5\text{kHz}$ 。

LM102 为电压跟随器，又叫电流放大器，可用 F102、MLM102、F302 等代换。

第十五节 采用场效应管稳幅的文氏电桥正弦波振荡器

一、采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（一）

1. 电路及原理

采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器电路如图 9.28 所示。

当场效应管的漏-源电压 U_{DS} 较小时，场效应管的漏-源电阻 R_{DS} 随栅-源电压 U_{GS} 大致呈线性变化，像一只性能良好的压控线性电阻，其阻值可调范围为 $400\Omega \sim 100\text{M}\Omega$ ，利用栅控线性电阻稳幅比利用二极管稳幅的波形失真更小。

为使 U_{DS} 较小，确保场效应管 VT 工作在线性区，电路采取了分压措施，使 VT 和电阻 R_{D} 串联，形成了等效电阻 R_{f} 。稳幅过程如下：

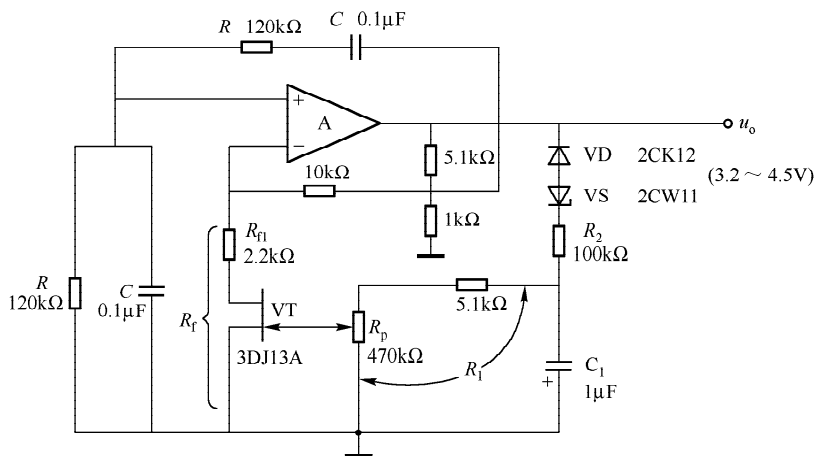


图 9.28 采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（一）

VD、VS、 R_1 、 R_2 和 VT 组成整流滤波自动稳幅电路，被稳定的幅值为

$$U_m = U_Z + U_D + U_C$$

U_Z 为稳压管 VS 的稳压值， U_D 为二极管 VD 的正向压降， U_C 为电容 C_1 上的电压。

当输出超过 U_m 时，经整流后， U_C 增大，使 VT 的栅 - 源电压更负， R_{DS} 增大，加强了负反馈，使输出幅值下降；当输出幅值低于 U_m 时， C_1 上的电压逐渐减小， R_{DS} 下降，使负反馈减弱，致输出幅值增大，电路自动地在某一栅 - 源电压稳定下来，使输出幅值基本保持不变。

该电路的振荡频率为

$$f_0 = 1/(2\pi RC) = 1\text{Hz}/(2\pi \times 120 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}) \approx 13\text{Hz}$$

调节 R_p 能提供一定的调幅范围，输出幅值约为 10V。

2. 设计要点

(1) 运算放大器的选择

文氏电桥的振荡频率较低，因此选用通用 III 型运放即可，如 $\mu\text{A}741$ 、F007、F006、LM324、TL081 等；运放采用 $\pm 15\text{V}$ 双电源。

(2) 要使自动稳幅响应快

正确选择滤波电路 R_1 ($R_1 = R_p + 510\text{k}\Omega$ ，见图 9.28)、 R_2 、 C_1 的时间常数 $\tau = (R_1 // R_2) C_1$ ， τ 太小，幅变调节不稳，幅值波动。一般取 $R_1 C_1 \geq (10 \sim 20) T_0$ ， T_0 为振荡周期。本电路的振荡频率为 13Hz， $T_0 = 1/f_0 = 77\text{ms}$ ，取 $R_1 C_1 = 970\text{ms}$ ，即 $R_1 C_1 = 12.6 T_0$ ，在范围之内。

(3) 其他元器件的选择

VT 选用 3DJ13A、2N5020；VD 选用 2CK1 ~ 2CK19 或 1S2076、1N914、1N4148 等；VS 选用 2CW11 或 1N4729A。

二、采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（二）

采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（二）电路如图 9.29 所示。该电路与图 9.28 所示电路基本相同，但使用的元器件更少，电路的振荡频率为 $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}) = 9.4\text{Hz}$ 。

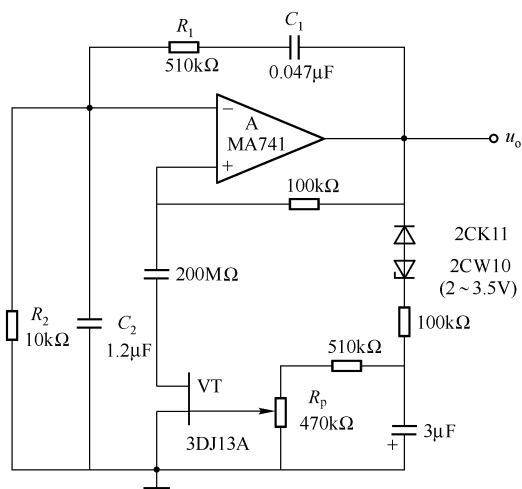


图 9.29 采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（二）

三、采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（三）

采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（三）电路如图 9.30 所示。

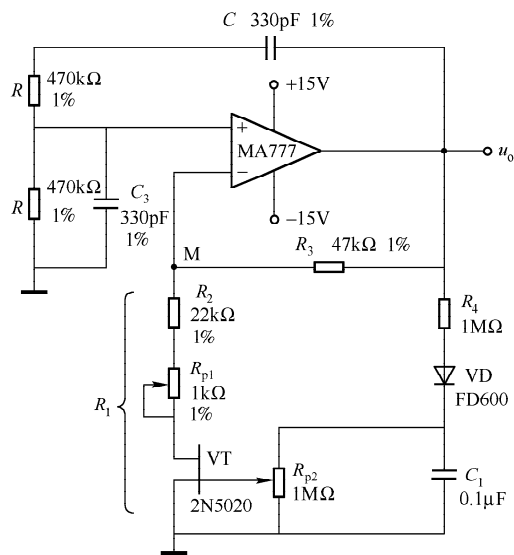


图 9.30 采用场效应管稳幅的文氏电桥振荡器（三）

场效应管 VT 工作在线性电阻区域，为电路提供自动增益控制。 RC 网络在振荡频率上衰减 $1/3$ ，为了得到满足稳定振荡条件的电路单位增益的正反馈，由电阻 R_3 和等效电阻 R_1 决定的放大倍数必须等于 3。

电阻 R_4 、二极管 VD 和电容 C_1 组成隔离、整流和滤波电路，将输出端的正弦波转换成直流电压，去控制 VT 的栅极。

电路的振荡频率为 $f = 1/(2\pi RC) = 1.0\text{kHz}$ 。

1. 电路设计要点

运放组成的振荡器实为一个同相放大器，它的增益必须等于 3，即 $1 + R_3/R_1 = 3$ ， $R_3/R_1 = 2$ ，

也就是

$$\frac{1}{2}R_3 = R_2 + R_{p1} + R_{DS} = \frac{1}{2} \times 47\text{k}\Omega$$

$$R_{p1} + R_{DS} = 1.5\text{k}\Omega$$

式中, R_{p1} 为手动调节电位器; R_{DS} 为 VT 的漏源电阻, 是动态微调电阻。

本电路的设计要点是: 满足 $R_3/R_1 = 2$ 的要求; 相应的电阻精度应满足 1% 以上的精度。

2. 调试

用两台毫伏表, 一台接输出端与地之间, 另一台接 M 点与地之间, 向电阻小的方向微调 R_{p1} , 并调节 R_{p2} , 使 M 点的示值为输出的 1/3。

四、输出幅度稳定的正弦波发生器

该正弦波发生器输出幅度的稳定度为 0.1%; 输出幅度可调, 调节范围为 100:1, 在此范围内, 调节的幅度稳定性可达到满度 (满量程) 的 0.1% 以内。

输出幅度稳定的正弦波发生器电路由文氏振荡器 A、差动放大器 $VT_1 - VT_2$ 和结型场效应管 VT_3 等组成, 如图 9.31 所示。

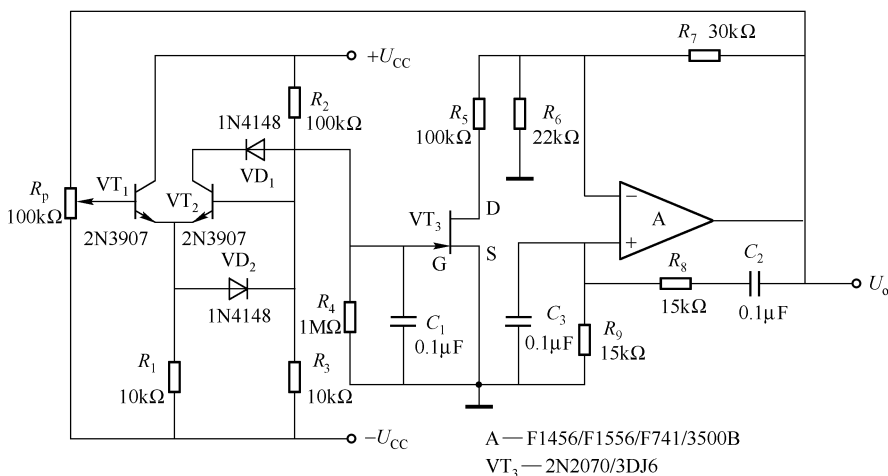


图 9.31 输出幅度稳定的正弦波发生器

运放 A 组成的文氏电桥振荡器的振荡频率由电桥元件 C_2 、 R_8 、 C_3 和 R_9 决定, $f = 1/(2\pi\sqrt{R_8R_9C_2C_3})$ 。当 $R_8 = R_9 = R$, $C_2 = C_3 = C$ 时, $f = 1/(2\pi RC)$, 此时电路的正反馈系数为 1/3, 若放大器 A 的增益稍大于 3, 电路将维持振荡。放大器的增益由负反馈量决定。

结型场效应管 VT_3 在此电路中为一个压控电阻, 其电阻可从 500Ω 变化到 100MΩ。控制电压由振荡器的输出电压反馈至差动放大器提供。差动放大器为单端输入 - 单端输出形式, 差动放大器的输出送至场效应管的栅极。

当振荡器的输出幅度发生变化时, 差动放大器的输出将改变场效应管的内阻, 于是改变了运放的增益。

振荡器 A 为一个同相放大器, 其增益为

$$A_F = 1 + R_7/R_6 // (R_5 + R_{FET})$$

式中, R_{FET} 为场效应管的内阻。

输出幅度由电位器 R_p 调节, 也可由 VT_2 的基极电位 U_{i2} 控制。差动放大器产生的温度漂移约为 $1\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。

时间常数 $R_4 C_1$ 和波形的失真有关, 增大 $R_4 C_1$ 可使失真变小, 但会增加振荡调节的响应时间。

第十六节 单管/晶体振荡器

一、晶体管科皮兹振荡器的设计

科皮兹 (Colpitts) 振荡器为电容三点式振荡器, 用于较高的频率, 波形较好, 但频率调节困难, 一般用于点频振荡器。电路如图 9.32 所示, 发射极电阻无旁路电容, 并接到 C_1 与 C_2 连接点的中间。

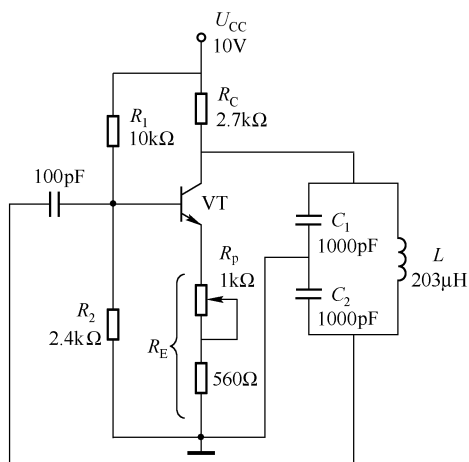


图 9.32 晶体管科皮兹振荡器

1. 设计步骤

① 选择晶体管, 计算 L 、 C_1 和 C_2 。科皮兹电路的振荡频率为 $f = 1/[2\pi\sqrt{LC_1 C_2/(C_1 + C_2)}]$, 当 $C_1 = C_2$ 时, $f = 1/[2\pi\sqrt{LC/2}]$, 电路增益的调节由 R_E 完成。

② 选择 R_C 值, 适宜的 RC 值能提供合适的集电极电压振幅。

③ 选择 R_1 和 R_2 , $R_B = R_1 // R_2$ 。

④ 计算合适的 R_E 值。合理的 R_E 值提供了必备的振荡。当 $C_1 = C_2$ 时, $R_E = R_B R_C / (R_B + R_C)$ 。

2. 设计举例

设计一个科皮兹振荡器, 使其振荡频率 $f = 500\text{kHz}$ 。

(1) 调谐回路的设计

① 选择晶体管。选择 $f_\alpha > (2 \sim 10)f$ 的 NPN 型晶体管, 其中, f 为电路的振荡频率; f_α 为共基极截止频率 (α 降低为低频的 0.707 倍所对应的频率)。对于振荡频率为 500kHz 的振荡器, 一般的高频 NPN 管均能满足要求, 如 3DG 型、2SC 型等。

② 选择电源电压为 10V 。

③ 选择 C_1 和 C_2 , 计算 L 。选择 C_1 、 C_2 相对大一些, 本例选 $C_1 = C_2 = 1000\text{pF}$; L 计算如下:

$$L = 1/(2\pi^2 f^2 C) = 1\text{H}/[2\pi^2 \times (500 \times 1000)^2 \times 1 \times 10^{-9}] = 203\mu\text{H}$$

(2) 直流偏置计算

假定集电极电流 $I_C = 1.5\text{mA}$, 集电极电位 $U_C = 6\text{V}$, 则 $R_C = (U_{CC} - U_C)/I_C = (10 - 6)\text{V}/1.5\text{mA} = 2.7\text{k}\Omega$ 。又假定 $R_B = 2\text{k}\Omega$, 则

$$R_E = R_B R_C / (R_B + R_C) = 2 \times 2.7 \text{ k}\Omega / (2 + 2.7) = 1.15 \text{ k}\Omega$$

取 560Ω 的固定电阻和 $1\text{k}\Omega$ 的电位器串联作为 R_E ，调节 R_p 使电路具有合适的振荡值。

令 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ，由 $R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ 得 $R_2 = 2.5\text{k}\Omega$ ，取标称值 $R_2 = 2.4\text{k}\Omega$ 。此时的 $R_B = 10\text{k}\Omega // 2.4\text{k}\Omega = 1.94\text{k}\Omega$ 接近于上述假定的 $2\text{k}\Omega$ 。

由于 R_E 没有旁路电容，存在深度负反馈，因此本电路的设计与晶体管的参数没有直接关联。

(3) 校验

将 $C_1 = C_2 = C = 1000\text{pF}$ 、 $L = 203\mu\text{H}$ 代入频率公式，得 $f = 499.8\text{kHz}$ ；调节 R_p 可得到合适的幅度。

二、100kHz 晶体管晶体振荡器

此电路能产生准确的 100kHz 振荡信号，电路如图 9.33 所示。可用此电路来校准频率刻度盘。电容 C_3 用于调节校准电路的实际工作频率。

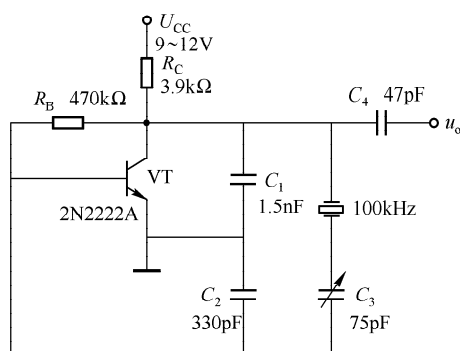


图 9.33 100kHz 晶体管晶体振荡器

三、通用晶体振荡器

通用晶体振荡器电路如图 9.34 所示，晶体应选用基频型晶体。电容 C_1 、 C_2 的选择与振荡频率有关，如图中右侧表格所示。晶体管 VT 应选择特征频率 f_T 较高的管子，如 2N4265、3DG120 等。

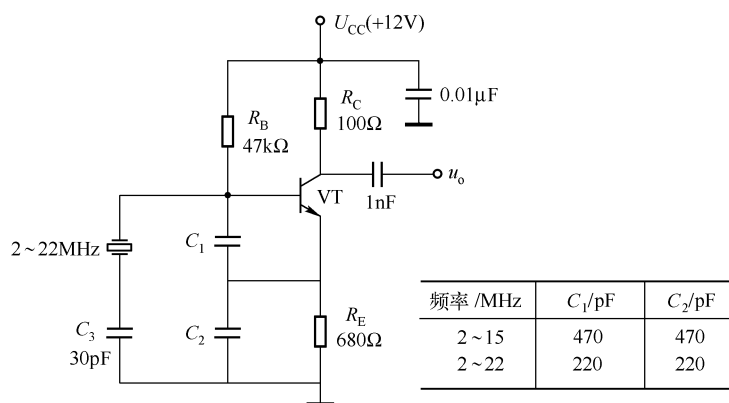


图 9.34 通用晶体振荡器

第十七节 高频正弦波振荡器

一、10MHz/12MHz 晶体振荡器

10MHz/12MHz 晶体振荡器电路如图 9.35 所示。晶体连接在集 - 基之间的反馈电路中，与晶振串联的微调电容器可使晶体的工作点在电抗曲线上移动，因而可使频率得到微调。电容的电抗是负值，因此可使晶体偏移到正的电抗区域工作。

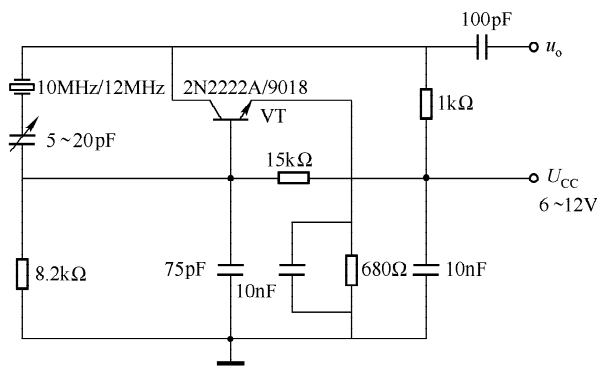


图 9.35 10MHz/12MHz 晶体振荡器

电路有以下特点：

- ① 电源范围较广，在 6 ~ 12V 间均可使电路正常工作，频率基本不变。
- ② 振荡频率稳定，可微调，调节微调电容器可使频率达到 1000.0000kHz（用 10MHz 晶体）或 1200.0000kHz（用 12MHz 晶体）。
- ③ 晶体管 VT 的选择范围较广，使用 2N2222A 或 9018 晶体管。电路的振荡频率基本不变，只要选择 f_T 为 100MHz 以上的管子电路均可稳定工作。

二、高频（HF）晶体振荡器

图 9.36 所示为一个高频（HF）晶体振荡器电路，振荡范围一般在 3 ~ 30MHz 之间。本电路是一个典型的 20MHz 振荡电路，具有稳频稳幅功能。稳频采用 20MHz、内阻 R_s 较小（14Ω）的晶体，使其振荡频率稳定；稳幅使用两个钳位齐纳管反向并联，控制振荡波的上、下幅度，具有稳幅作用。VT₁ 在整个振荡周期都连续工作于线性状态。

VT₁、VT₂ 应选用高频晶体管，如 2SC3355、9018、2N5179、3DG80B 等。

三、650 ~ 1050MHz RF 振荡器

1. 简介

对于基高频（30 ~ 300MHz）以上的 RF 振荡器分立元器件电路的设计会带来一系列困难。利用特高频组件 MAX2620 可方便地组装频率为 650 ~ 1050MHz 的 RF 振荡电路。

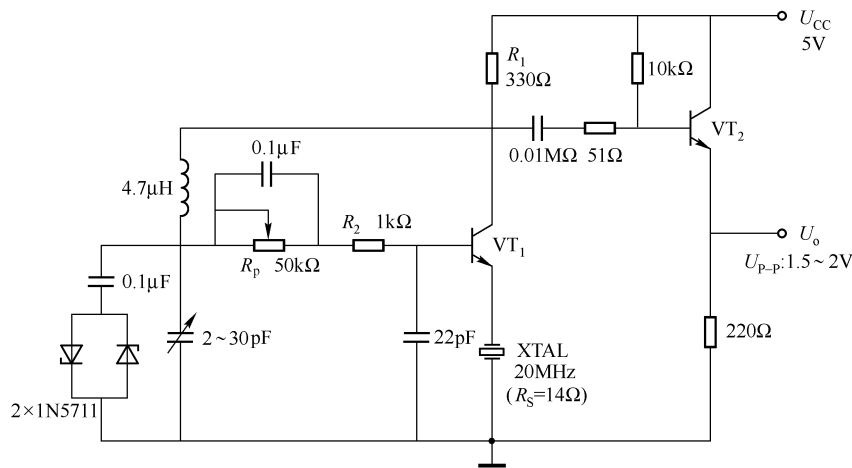


图 9.36 高频 (HF) 晶体振荡器

MAX2620 由一个低噪声振荡器、两个低成本输出缓冲器等组成，为塑料表面超小型封装。这个器件集成了分立元器件组装成的 RF 振荡器的典型功能。器件适当地用外接变容二极管调谐槽路，匹配时，器件显示出低相位噪声的优点。由驱动混频器提供了两个缓冲输出端子，两缓冲器使负载与振荡电路隔离，防止频率随负载的变动而变化。在工作模式 ($U_{CC} = 3.0V$) 下，消耗功率为 27mW，待机模式下小于 0.3mW。

MAX2620 在单电源电压 +2.7 ~ +5.52V 均可工作。
MAX2620 应用于模拟蜂窝电话、数字蜂窝电话、900MHz 无绳电话、900MHz ISM（工业、科学及医学）频带应用、窄带 PCS（NPCS）和需要 650 ~ 1050MHz 频率的场合。

2. 特性

- ① 低相位噪声振荡器，-110dBc/Hz。
- ② 单电源 +2.7 ~ +5.25V 工作。
- ③ 低成本硅双极设计。
- ④ 两个输出缓冲器可提供负载隔离。
- ⑤ 2.7mW 的低功耗。
- ⑥ 变容二极管不受电源影响
- ⑦ 低电流关断模式，典型值 0.1μA。

3. MAX2620 的引脚排列与功能

MAX2620 的引脚排列如图 9.37 所示；MAX2620 的引脚功能见表 9.2。

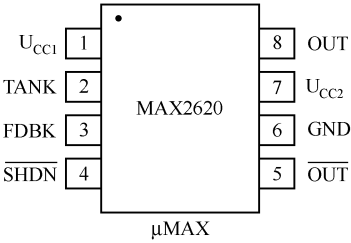


图 9.37 MAX2620 的引脚排列

表 9.2 MAX2620 的引脚功能

引脚号	符号	功 能
1	U_{CC1}	振荡器直流电源电压， U_{CC1} 的退耦利用一个 1000pF 电容接地来实现。该电容是一个具有低串联电感的电容器，再用一个 10Ω 电阻与电源 U_{CC1} 串联。合适的电源退耦措施决定了振荡器的低噪声和小的寄生效应

(续表)

引脚号	符号	功 能
2	TANK	振荡器槽路电路连接端，与应用信息区有关联
3	DFBK	振荡器反馈电路连接端，在 FDBK 端和 TANK 端、FDBK 端和 GND 端之间连接适当大小的电容，可调节振荡器的反射增益（负阻），以达到所期望振荡频率的峰值，FDBK 与应用信息区有关
4	$\overline{\text{SHDN}}$	逻辑控制输入端，低电平关断电路，仅在 IC 的电源脚拽出漏电流。这是一个高阻抗输入端，工作时 $\overline{\text{SHDN}}$ 接高电平
5	$\overline{\text{OUT}}$	集电极开路缓冲器输出端（互补），需要接至电源的上拉元器件，可以是电阻、扼流圈或电感是匹配网络的元器件，匹配电路提供了最大的功率输出和效率
8	OUT	$\overline{\text{OUT}}$ 和 OUT 可组成差动输出电路
6	GND	接地端，提供低感性连接至地。
7	U_{CC2}	输出缓冲器的直流电源、 U_{CC2} 的退耦用 1000pF 电容接地，该电容是一个具有低串联电感的电容器

4. 详细介绍

振荡器是共集电极负阻型，它利用集成电路内部的寄生元件在基-射接口建立起负阻，形成了最优化的低噪声工作的晶体管振荡器，基极和发射极提供了外接反馈电容和电阻的端子。谐振电路提供了合适的频率并连接至基极导线使之振荡。变容二极管应用于谐振电路中，建立起压控振荡器（VCO），内部振荡器建立起最佳工作点，由于偏压的存在，基极和发射极之间应进行电容耦合。

(1) 输出缓冲器

输出缓冲器 $\overline{\text{OUT}}$ 和 OUT 是集电极开路形式的差动对电路，电路提供了负载与振荡器之间的隔离，利用差动输出端子能驱动混频和合成器，当交替地用一个输出端驱动混频器（向上或向下转换），而另一个输出端驱动比例器（Prescaler）时，则可在两个缓冲器输出端之间提供了相互隔离。但该电路之间的隔离出现了来自掺杂频谱干扰的比例器噪声。

当逻辑控制端 $\overline{\text{SHDN}}$ 为低电平时电路关断。

(2) 应用知识

① 槽路（振荡回路）设计。由 MAX2620 组成的 RF 振荡器典型的工作电路如图 9.38 所示。电路给出了各外接件的详细数值，应用时可以借鉴。

对于感兴趣的频率，图 9.39 给出了 TANK 端的单口振荡电路模型。对于期望的电路振荡频率，谐振槽路连接到 TANK 必定呈现出一个阻抗，即为互补网络（MAX2620 内部为 $-R - jX$ ；外电路为 $R + jX$ ）。这个振荡槽路必须有正实部分量，它的大小为振荡器件负实部的 $1/3 \sim 1/2$ ；其虚部分量即电抗分量与振荡器件的电抗相等，符号相反，见图 9.39。

保持谐振槽路的实部为负实部的 $1/3 \sim 1/2$ ，就保证了电路能够起振并继续工作。

由于增益压缩，振荡器的负阻下降，达到了与谐振槽路的实部分量（电路损耗）相平衡的状态，使谐振槽路的电抗能够调谐电路（即通过使用变容二极管的方法），即振荡频率具有可调谐性，只要振荡器呈现出负阻特性就能覆盖所期望的调谐范围。

MAX2620 是一个极佳的负阻器件。

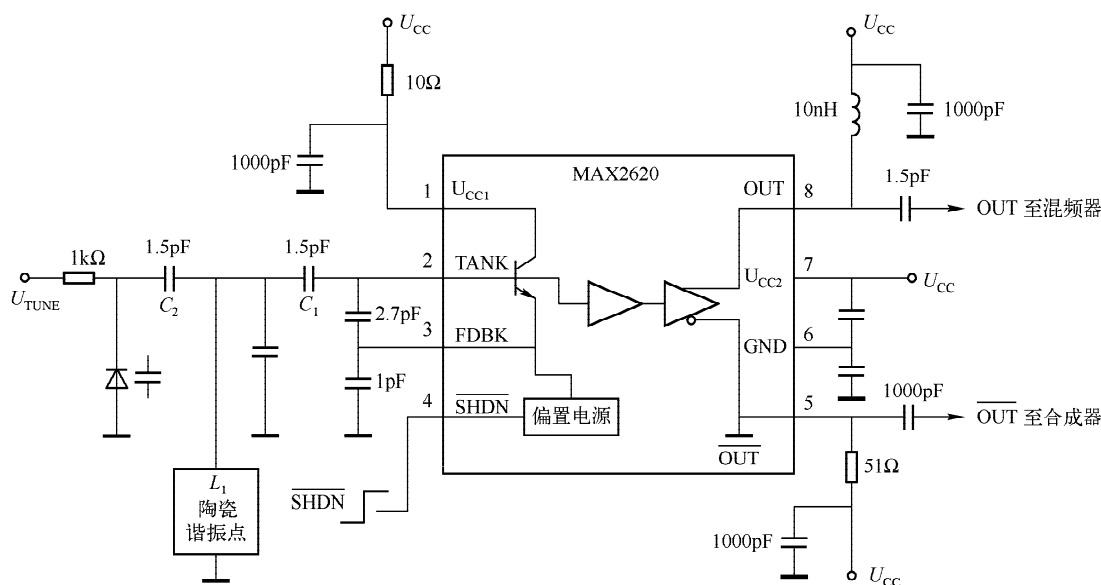


图 9.38 MAX2620 的典型工作电路

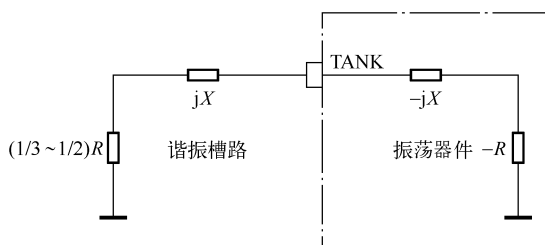


图 9.39 振荡电路模型

② 反馈电容。为了调整负阻特性，使之连接 TANK 和 FDBK (C_3)、FDBK 和 GND (C_4) 的反馈电容有一个合适的数值。这些电容能够产生所期望的 TANK 单口阻抗

$$Z_{\text{TANK}} = g_m X_{C_3} X_{C_4}$$

式中， $g_m = 0.018\text{mS}$ ； $X_{C_3} = \frac{1}{j\omega C_3}$ ； $X_{C_4} = \frac{1}{j\omega C_4}$ 。

对于低相位噪声工作，MAX2620 是最优化的振荡器件。要达到最低相位噪声特性，需要使用高 Q (品质因数) 元器件，例如陶瓷传输线型谐振器或高 Q 电感，并使 C_1 和 C_2 尽可能地小 (见典型工作电路) 以维持所期望的频率和最大负载 Q 的调谐范围。

③ 输出端匹配电路。MAX2620 的两个输出端 (OUT 和 $\overline{\text{OUT}}$) 为集电极开路输出，它们需要接电源的上拉外接元件，一个比较简单的方法是接上拉电阻。固有的方法是输出端接 50Ω 阻抗系统，典型的工作电路 $\overline{\text{OUT}}$ 也接 50Ω 阻抗。另一种方法是扼流圈作为上拉元件，此时电路产生较大的输出功率 (900MHz 时为 -8dBm)。当需要最大输出功率时，可使用电感作为电源的上拉元件，并使电感的阻抗与所期望的系统阻抗匹配。表 9.3 为在最大功率传输条下推荐典型工作特性电路的 OUT 和 $\overline{\text{OUT}}$ 端的负载。利用这些数据和标准匹配网络系统

技术，匹配网络能产生最大负载下的最佳功率输出。数值合适的上拉电感常被用做综合匹配网络。

表 9.3 最大功率传输条件下推荐典型工作特性电路的 OUT 和 $\overline{\text{OUT}}$ 端的负载

频率/MHz	实部 R/Ω	虚部 X/Ω
650	17.5	62.3
750	17.2	50.6
850	10.9	33.1
950	7.3	26.3
1050	6.5	22.7

图 9.40 所示是 MAX2620 的实验电路，图中给出的各个电阻、电容和电感的适当数值，为设计提供了具体的参考。

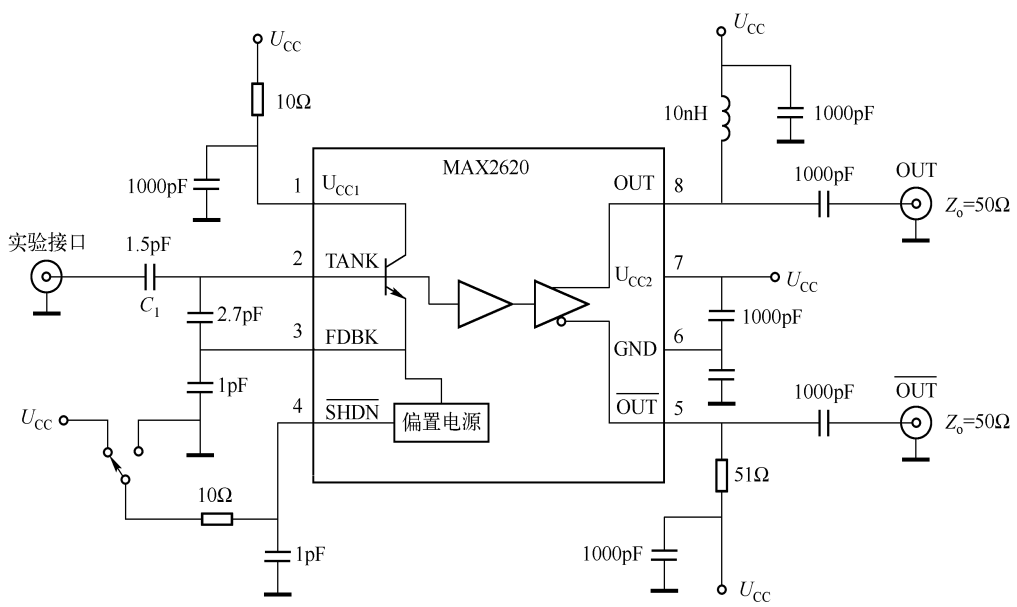


图 9.40 MAX2620 的实验电路

第十八节 输出为正弦波的反相器晶体振荡器

一、与非门 74S00 反相器晶体正弦波振荡器

用门电路组成的晶体振荡器的输出一般为方波。图 9.41 所示电路将与非门接成非门，由两个非门组成振荡器，其输出为正弦波。第三个非门作为缓冲器使用，74S00 是肖特基 TTL 门电路，晶体使用 20MHz 的晶体振荡器。用一般的 TTL 门电路不会产生正弦波。

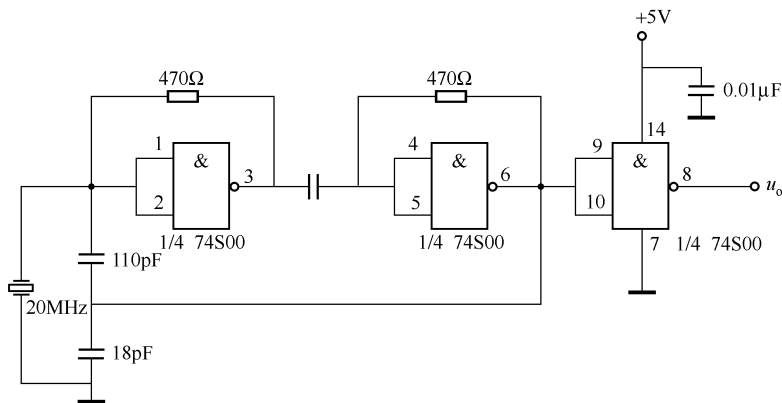


图 9.41 输出为正弦波的反相器晶体振荡器

二、由反相器组成的晶体正弦波振荡器

用反相器 CD4069 和晶振可组成晶体正弦波振荡器，电路如图 9.42 所示。电路用 32.768kHz 的晶体时，输出频率为 32.699kHz（实测），输出振幅的峰 - 峰值为 0.5V；用 2MHz 的晶体时，实测输出频率为 2000.166kHz，输出振幅的峰 - 峰值为 0.36V；用 3.579545MHz 的晶体时，实测输出频率为 3579.541kHz，输出振幅的峰 - 峰值为 0.2V；用 10MHz 的晶体时，示波器只显示一条横线，电路不起振。

由以上数据可得出结论：

- ① 由 CD4069 反相器组成的晶体正弦波振荡器的输出频率较稳定，但输出电压较小。
- ② 晶体的固有频率越高，其输出幅值越小，当固有频率高到一定程度时，电路将不起振。

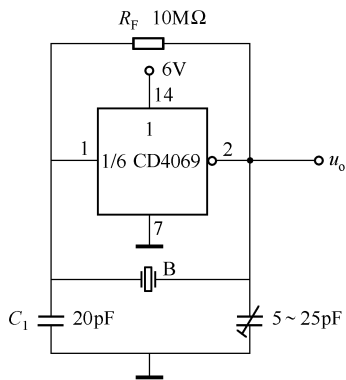


图 9.42 由反相器 CD4069 组成的晶体正弦波振荡器

三、非门 RC 正弦波振荡器

由与非门或者非门组成的 RC 振荡器多为方波振荡器。这里介绍一种由非门组成的 RC 正弦波振荡器，如图 9.43 所示。用 CD4069 中的三个反相器作为三级放大器，每级用 RC 形成积分延迟电路，每级延迟 60° ，与常用的三级 RC 移相振荡器相似。图中的电阻不仅具有移相作用，同时也是负反馈偏置电阻，它使各级反相器工作点处在近似 $1/2 U_{DD}$ 的线性放大区。

因为每级 RC 均移相 60° ，故每级的传递函数为

$$K = 1/(1 + j\omega CR) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \angle -60^\circ$$

即

$$\tan 60^\circ = \omega CR, \quad \omega CR = \sqrt{3}$$

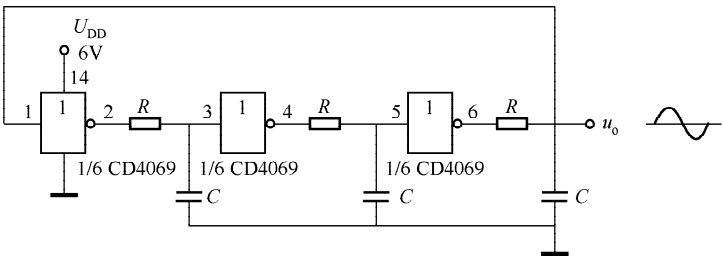


图 9.43 非门 RC 正弦波振荡器

因此有 $f = 1/(3.63CR)$ 。

该式是在各级工作点在 $U_{DD}/2$ 线性区和相移为 60° 的条件下推导的。实际上，电路的振荡频率与 $1/(3.63CR)$ 差距较大，见表 9.4。

表 9.4 非门 RC 正弦波振荡器的振荡频率

$C/\mu\text{F}$	$R/\text{k}\Omega$	理论 f/kHz	实测 f/kHz
0.01	1	27.5	17.001
0.01	10	2.75	2.896
0.1	10	275	287.6
0.1	100	27.5	100.5
1	100	2.75	10.0

第十章 方波振荡器

第一节 TTL 1 ~ 10MHz 晶体振荡器

本振荡器由 TTL 电路 7400 和晶体振荡器等组成，如图 10.1 所示。电路中的晶体振荡范围较广，在 1 ~ 10MHz 的频率范围内均能达到晶体的额定振荡频率。电容 C_2 用于防止寄生振荡，其取值为

$$C_2 = 1/f \times 10^{-4} \quad (\text{单位: F})$$

式中， f 为振荡频率 (Hz)。

电路的输出波形为方波。

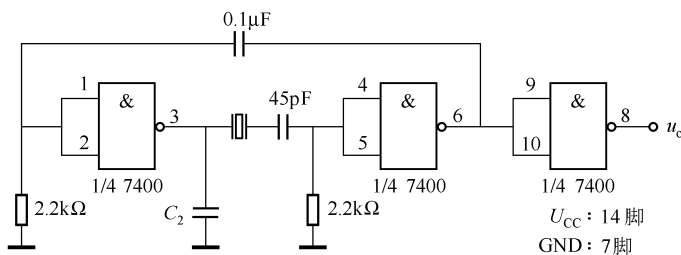


图 10.1 TTL 1 ~ 10MHz 晶体振荡器

第二节 TTL 非门晶体振荡器

该电路由两个 7404 非门和晶体等组成，如图 10.2 所示。两个反相器组成放大器，增益为 $A_f = 560/220 \times 1800/220 \approx 21$ 。晶体作为反馈元件，将输出量正反馈至输入端，使电路满足振荡条件，振荡频率由晶体决定。

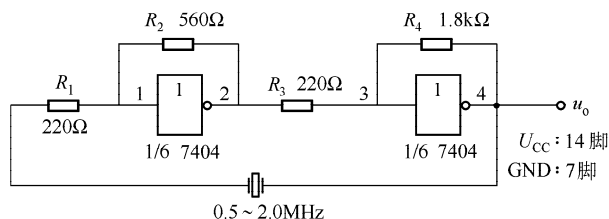


图 10.2 TTL 反相器晶体振荡器

第三节 施密特触发器晶体振荡器

施密特触发器晶体振荡器由 7414 和晶体等组成, 电路如图 10.3 所示。其振荡频率由晶体决定, 最高可达 10MHz, 输出波形为方波。

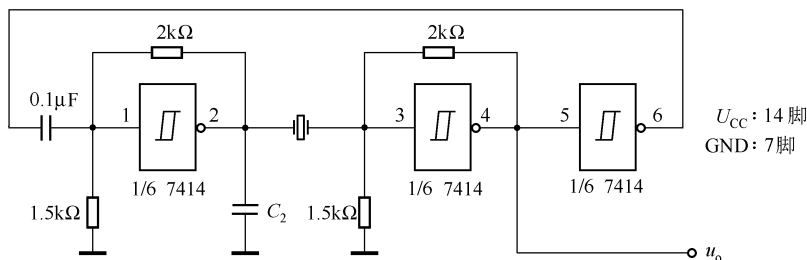


图 10.3 施密特触发器晶体振荡器

C_2 用于防止寄生振荡, 其容值由下式确定:

$$C_2 = 1/f \times 10^{-4} \quad (\text{单位: F})$$

第四节 由非门组成的方波振荡器

图 10.4 所示的方波振荡器由 TTL 非门组成, 电路简单, 可靠实用, 无需调试。当 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ 时, 电路的振荡频率为 $f \approx 1.4\text{Hz}/(RC) = 2.89\text{Hz}$ 。实测振荡周期 $T_{\text{测}} = 351000\mu\text{s}$, $f = 1/T = 2.85\text{Hz}$ 。改变 R 或 C 即可得到所需频率。红色或绿色 LED 闪动的速度可用肉眼分辨。

电路中的二极管 VD 是为了使 TTL 集成电路的电源电压接近于 5V, VD 需选用硅二极管。 R_3 、 R_4 是 LED 的限流电阻。选用 ϕ_3 的 LED 时, R_3 (R_4) 用 390Ω 电阻; 选用 ϕ_5 的 LED 时, R_3 (R_4) 用 200Ω 电阻。

用 CMOS 非门 CD4069 置换 74LS04 时, 电路不振荡。

该电路用于玩具或其他警示场合。

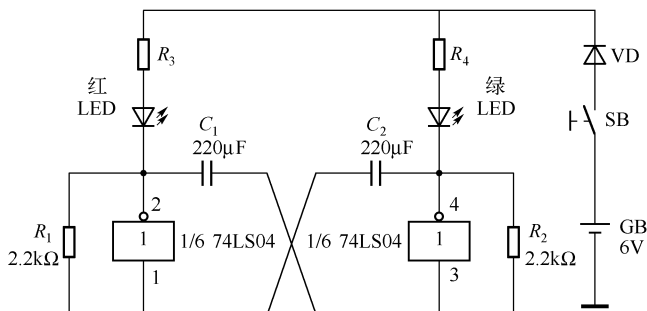


图 10.4 由非门组成的方波振荡器

第五节 由缓冲反相器组成的晶体振荡电路

由缓冲反相器组成的晶体振荡电路如图 10.5 所示。非门 IC 构成一线性放大器，接上晶体和 $C_1 \sim C_3$ 便组成反馈振荡电路。 C_2 为微调振荡频率的电容。

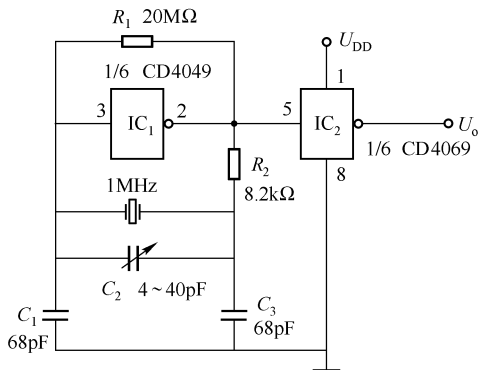


图 10.5 由缓冲反相器组成的晶体振荡电路

第六节 实用 100kHz 方波晶体振荡器

本电路极易起振，便于安装，电路如图 10.6 所示。图中的晶体的振荡频率为 100kHz，电路的输出周期为 $10\mu s$ ，为方波输出。图中的 IC₁ 用于产生振荡，反相器 IC₂ 用于缓冲和整形。IC₁、晶体、 R 和 C_1 构成电容三点式振荡器，石英晶体和 C_1 、 C_2 谐振于石英晶体的并联谐振频率 f_s 附近，石英晶体在 f_s 附近呈感性，因此电路实际上是一个电容反馈式 LC 振荡电路，其反馈系数取决于电容 C_1 和 C_2 的比值。改变 C_1 可以微调频率， C_2 是温度补偿电容。

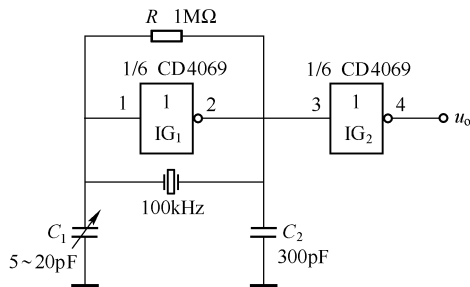


图 10.6 实用 100kHz 方波晶体振荡器

实验证明：

- ① 当 $C_1 = 28.5\text{pF}$ ， $C_2 = 320\text{pF}$ 时，振荡频率 $f = 100.000\text{kHz}$ 。
- ② 当采用 2430kHz 晶体时， C_1 、 C_2 数值不变，实测频率 $f = 2429.890\text{kHz}$ 。
- ③ 本电路可使用 $100\text{kHz} \sim 3.579545\text{MHz}$ 的晶体，此频率范围以外的晶体，电路不能正常工作。

第七节 频率范围为 0.5 ~ 2.0MHz 的或非门晶体振荡器

由或非门和石英晶体组成的振荡电路如图 10.7 所示, 电路的振荡频率由所选的晶体决定, 微调电容 C_2 可将频率调整到精确值。

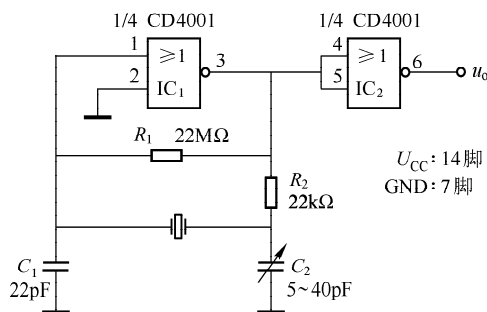


图 10.7 频率范围为 0.5 ~ 2.0MHz 的或非门晶体振荡器

该电路可使用频率为 0.5 ~ 2.0MHz 的各种晶体。电路输出波形为方波。

第八节 TTL 双门晶体振荡器

图 10.8 所示为由 TTL 与非门 7400 组成的双门晶体振荡器, 电路的输出电压 U_o 是幅值 3.5V 的方波。选择相应的晶体振荡器, 电路可在 120kHz ~ 4MHz 范围内振荡。

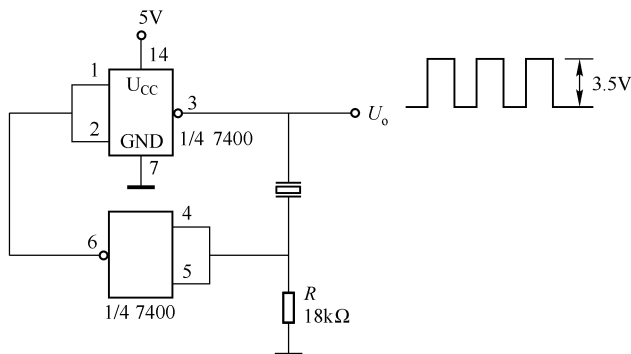


图 10.8 TTL 双门晶体振荡器

第九节 频率可调的方脉冲发生器

由 TTL 与非门组成的频率可调的方脉冲发生器电路如图 10.9 所示。电路的振荡频率由电位器 R_p 和电容 C_1 确定。调节 R_p 可改变电路的振荡频率。根据需要可确定 C_1 值, 如需要几千赫的频率, 可选择 C_1 值为 0.1 ~ 0.47μF。

与非门应选择集电极开路输出的 TTL 集成电路, 如 7403、7405、7412、7422 等。

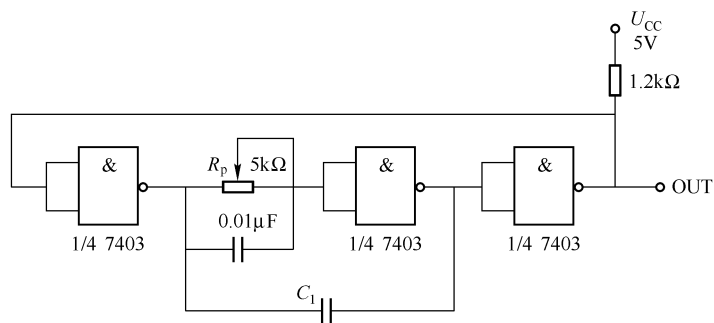


图 10.9 频率可调的方脉冲发生器

第十节 由 555 组成的稳定的石英晶体振荡器

由 555 组成的方波振荡器, 电路简单、易起振、成本低, 但频率的稳定性只能达到 0.5% 左右。如在 555 振荡器中使用晶体振荡器, 则电路频率的稳定性很高。由 555 组成的稳定的石英晶体振荡器的电路如图 10.10 所示。

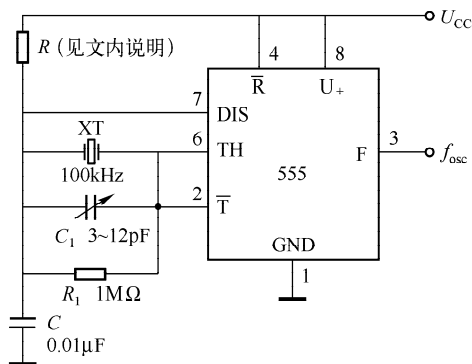


图 10.10 由 555 组成的稳定的石英晶体振荡器

时基电路 555 接晶振的振荡器的工作过程和未接晶振时基本一样, 不同的是, 电容 C 的端电压通过晶体加到 555 内部比较器的输入端, 迫使电路在晶体频率上振荡。

电路设计要点如下:

选定晶体后, 也就确定了电路的振荡频率, 但还需选择 R 、 C 值, 选择方法与不用晶体的电路相同。要求振荡频率在晶体基频 f 附近, 则应按 $f = 1.443/(RC)$ 来确定 R 、 C 值。 RC 不要求很精确, 甚至相差 25% 或更大也不会影响晶体振荡频率, 因为电容电压充放电幅值会适应所有的 RC 值。但是, 使用同一晶体时, 若时间常数 RC 值加倍, 那么振荡频率就会转移成晶体频率的一半; 若取 3 倍、4 倍或 5 倍 RC 时间常数, 则振荡频率分别为晶体 f 的 $1/3$ 、 $1/4$ 或 $1/5$ 。

例如, $f = 100\text{kHz}$, 则 $RC = 1.443/f = 14.43 \times 10^{-6}\text{s}$, 令 $C = 0.01\mu\text{F}$, 则 $R = 14.43 \times 10^{-6}/0.01\mu\text{F} = 1.443\text{k}\Omega$, 可取 R 为 $1.1\text{k}\Omega$ (误差约为 24%) 或 $1.2\text{k}\Omega$ (误差约为 17%)

或 $1.3\text{k}\Omega$ (误差约 10%) 或 $1.5\text{k}\Omega$ (误差约为 4%) 或 $1.6\text{k}\Omega$ (误差约为 11%), 甚至还可取 $R = 1\text{k}\Omega$ (误差约为 31%)。

微调电容 C_1 用于振荡频率的微调。

第十一节 频率稳定的方波振荡器

由施密特 CD40106 组成的频率稳定的方波振荡器电路如图 10.11 所示, 电路简单 (只用两个阻容元件), 容易起振, 频率比其他不用晶振的 RC 振荡器稳定得多, 频率可通过电位器 R_p 进行调节。

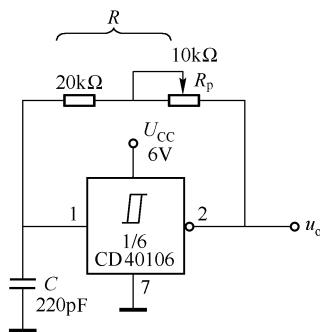


图 10.11 频率稳定的方波振荡器

本电路的定时电阻为固定电阻 $20\text{k}\Omega$ 和可变电阻 R_p 之和, R_p 为 $10\text{k}\Omega$ 的多圈电位器。

电容选择云母电容器。实测 $C = 220\text{pF}$, $R = 24.0\text{k}\Omega$ 。振荡频率 $f = 100.00\text{kHz}$, 通过观察, 频率只在小数点后两位变化, 一直比较稳定。

CD40106 的其他 5 个反相器并联后连接在 2 脚, 可增加输出电流, 带动较大的负载。

CD40106 可用 74HC14 (高速 H-CMOS74HC 系列, 电源用 +5V) 或 54HC14 代替, 但不能用一般的 TTL 施密特反相器。

第十二节 超低频方波发生器

由两个 TTL 单稳态触发器组成的超低频方波发生器如图 10.12 所示。它是将两个 74121 串联反馈构成闭环控制的振荡电路。这个电路产生很低的振荡频率, 振荡频率由外接元器件决定, 理论上的振荡频率为

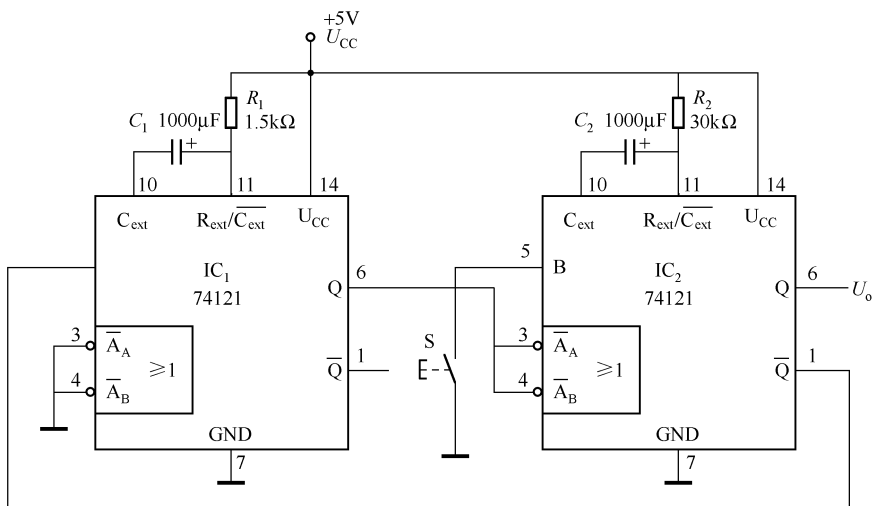


图 10.12 超低频方波发生器

$$f = \frac{1.443}{R_1 C_1 R_2 C_2}$$

代入元器件值约为 0.046Hz。由电子计数器和秒表实测的频率为 0.074Hz，幅值约为 3.4V。

改变 R_1 和 R_2 的比值可得到不同的占空比，按图中参数时， $D \approx 90\%$ 。若接通电源电路不振荡，可按一下开关 S，将开关瞬时接地激励起振。不过在多次实验中，接通电源电路便起振。

第十三节 高频自激振荡器

74HC04 或 74HCT04 是 H-CMOS 反相器，它具有运行速度快（10ns）的特点，是 CMOS 电路的 10 倍。它的功能和 CD4000 系列 CMOS 电路相同，但 74HC 或 74HCT 的电源电压范围较窄，为 2~7V，典型值为 5V，电源的极限值为 -0.5~7V，使用时要特别注意。

由 74HC04 或 74HCT04 组成的自激高频振荡电路如图 10.13 所示。

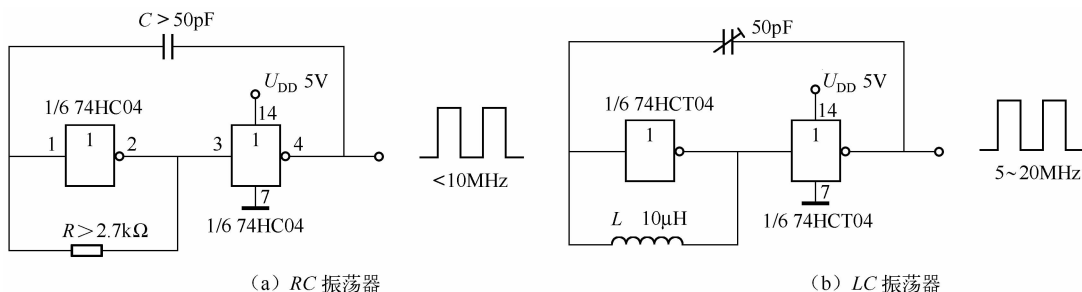


图 10.13 高频自激振荡器

第十四节 大功率多谐振荡器

大功率多谐振荡器可用于铁道活动栏杆的声电警示，当栏杆放下时，栏杆两端四侧四盏红灯闪烁并伴以振荡声响，也可用于大功率逆变器。

电路如图 10.14 所示，它的驱动能力强，效率不高，输出方波，幅度由 U_{DD} 而定。 VT_5 、 VT_6 为达林顿管，它们和 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 等组成自激多谐振荡器，当 $U_{CC} = 12V$ ， $R_2 = R_3 = R = 100k\Omega$ ， $C_1 = C_2 = C = 0.22\mu F$ 时，振荡频率约为 $f = 1/(1.4RC) = 3Hz$ ；当 $VT_1 \sim VT_4$ 的 $\beta \approx 20$ 时，输出电流 $I_o \approx 3A$ ；当 $U_{CC} = 15V$ ， $R_1 = R_2 = 33\Omega$ 时， $I_o \approx 6A$ ；转换效率约为 40%。 $VD_1 \sim VD_4$ 用于防止带感性负载时可能击穿输出管。

VT_1/VT_3 选用 BD244C、TIP42C 或其他 $I_{CM} = 6A$ 的 PNP 型中、大功率管子。

VT_2/VT_4 选用 BD 243C、TIP31C 或其他 $I_{CN} = 6A$ 的 NPN 型中、大功率管子。

VT_5/VT_6 选用达林顿管子，如 BD679、D1590 等。

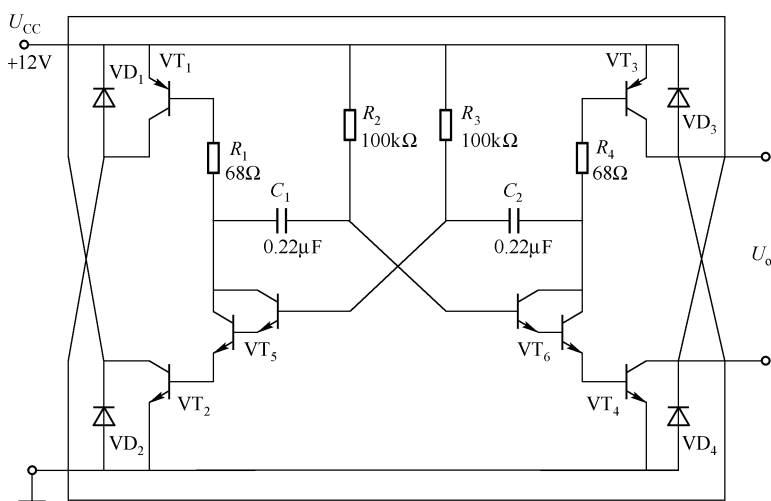


图 10.14 大功率多谐振荡器

第十五节 数控振荡器

图 10.15 所示是由 RC 振荡器和模拟开关组成的数控振荡器，它实际上是一个数控信号发生器。

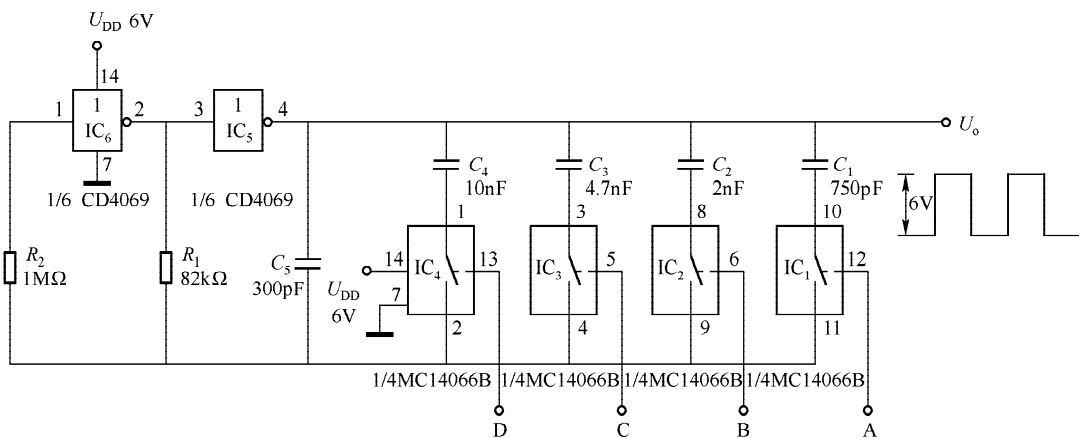


图 10.15 数控振荡器

RC 振荡器由 IC_6 、 IC_5 两个反相器及 R_1 、 C_5 等组成。模拟开关由 MC 14006B 组成，内有四个模拟开关，控制端分别为 A (12 脚)、B (6 脚)、C (5 脚) 和 D (13 脚)。当 A = 1 时，10 脚和 11 脚接通（当电源为 6V 时，其接通电阻 $R_{ON} \approx 270\Omega$ ），其他控制端为 1 时亦然。当 A = 1，B = 1，C = 0，D = 0 时， IC_1 和 IC_2 开关接通（ IC_3 和 IC_4 开启），振荡器的电容为 $C = C_5 + C_1 + C_2$ ，其振荡频率也改变了。

电路的实测频率见表 10.1，和用公式计算出的频率相差较大。

用示波器测试电路的输出为典型方波，幅值接近于电源电压。电源为 6V，方波的幅值也为 6V。

表 10.1 实测数控频率

D	C	B	A	f/kHz
0	0	0	0	10.6555
0	0	0	1	4.7011
0	0	1	0	2.3817
0	0	1	1	1.8990
0	1	0	0	1.2624
0	1	0	1	1.1170
0	1	1	0	0.9193
0	1	1	1	0.8404
1	0	0	0	0.6515
1	0	0	1	0.6112
1	0	1	0	0.5483
1	0	1	1	0.5195
1	1	0	0	0.4956
1	1	0	1	0.4392
1	1	1	0	0.4058
1	1	1	1	0.3890

元器件的实测参数为 $C_1 = 746\text{pF}$, $C_2 = 2.11\text{nF}$, $C_3 = 4.70\text{nF}$, $C_4 = 10.01\mu\text{F}$, $C_5 = 310\text{pF}$ 。

第十一章 压控振荡器

第一节 CMOS 电路压控振荡器

图 11.1 所示电路是一个由 CMOS 集成电路和 N 型 MOS 管组成的简单压控振荡器。VT 是一个 N-MOS 管，作为压控电阻使用。压控电阻（漏-源电阻） R_{DS} 受栅极 G 的电压 U_A 控制，当 U_A 变化时， R_{DS} 也随之改变。

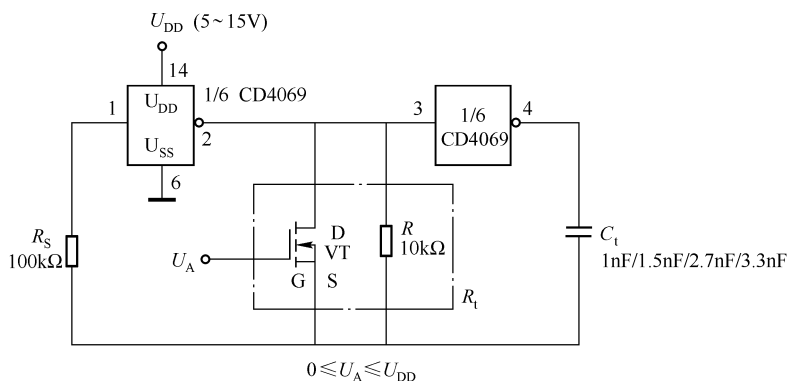


图 11.1 CMOS 电路压控振荡器

定时电阻 $R_t = R_{DS} // R$ 和定时电容 C_t 及电容电压决定电路的振荡频率，当 $U_{DD} = 10V$ 时，可用 $f = 1/(2.2R_t C_t)$ 估算。

控制电压 U_A 对电路振荡频率的控制过程如下：当 $U_A \uparrow \rightarrow R_{DS} \downarrow \rightarrow R_t \downarrow \rightarrow f \uparrow$ ，反之亦然。

控制电压 U_A 的大小，对电路振荡的控制和电源电压 U_{DD} 有关。 U_{DD} 较小时， U_A 接近于 U_{DD} ；当 U_{DD} 较大时， U_A 要比 U_{DD} 小，否则电路停振。例如，当 $U_{DD} = 5V$ 时； U_A 能达到 $5V$ ； $U_{DD} = 10V$ 时， $U_A > 8V$ 电路便停振； $U_{DD} = 15V$ 时， $U_A > 11V$ 电路便停振。

N-MOS 管应选择较小功率的管子，如国产管 KWP03N40(0.5W) 或 25K251(1W) 等。

第二节 由 LM3900 组成的线性压控振荡器

由 LM3900 组成的线性压控振荡器电路如图 11.2 所示。LM3900 是 Norton（诺顿）放大器，即电流放大器，是四线性运算放大器，本电路只用其中的两个。对于 $2 \sim 12V$ 直流输入电压，电路提供线性响应，用电位器 R_p 进行调节。输入电压为 $4V$ 时，电路产生 $400Hz$ 方波

输出；输入为 5V 时，产生 500Hz 方波输出。电路的第一级接成积分器，第二级接成触发电路。LM3900 可用 LM1900 代替。电路特点是具有输出短路保护。

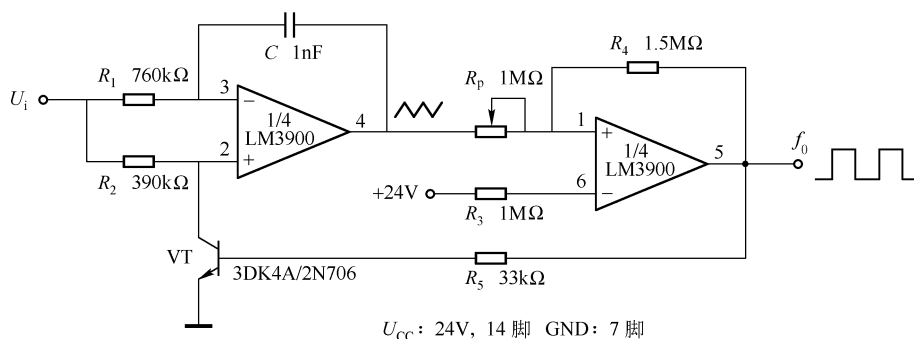


图 11.2 由 LM3900 组成的线性压控振荡器

第三节 由 CD4007 组成的压控振荡器

由 CD4007 组成的压控振荡器电路如图 11.3 所示。该电路极其简单，仅由一块集成电路和三个阻容元件组成，但电路的性能良好。电路巧妙地运用内部 N 型场效应管 VT_4 作为压控元件。

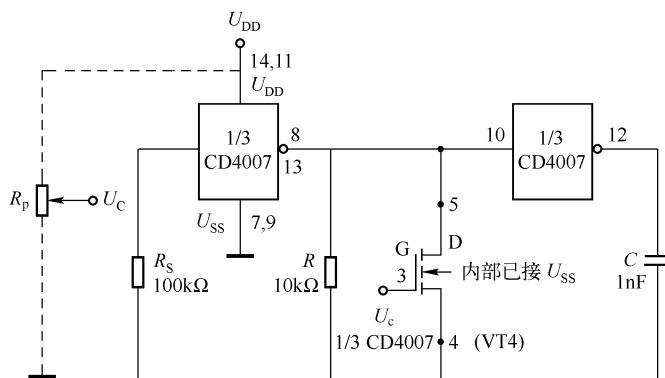


图 11.3 由 CD4007 组成的压控振荡器

欲弄清电路的工作原理，请仔细观察图 11.4 所示的 CD4007 内部电路。 VT_1 与 VT_2 ， VT_3 与 VT_4 各组成一个 CMOS 反相器（互补对）， VT_5 与 VT_6 组成一个反相器。特别强调的是，互补对 VT_3/VT_4 与 VT_1/VT_2 稍有不同。 VT_2 的衬底 B 与源极 S 在内部相连，而 VT_4 的衬底 B 与其源极 S 不相连。如果 VT_4 的衬底 B 与源极 S 相连，那么在控振荡器必须另行准备一只 MOSFET。

在压控电路中，11 脚与电源端 14 脚，7 脚与 9 脚，8 脚与 10 脚、13 脚连接，这样便由两反相器组成了 CMOS 振荡器，其振荡频率约为 $f_0 = 1/(2.2RC)$ 。该电路将 CD4007 内部的场效应管 VT_4 作为一个压控电阻，当它的栅极加控制电压 U_c 时，其 D-S 间的电阻 R_{DS} 发生变化，这样，定时电阻变为 $R//R_{DS}$ ，因此可由控制电压 U_c 来控制电路的振荡频率。

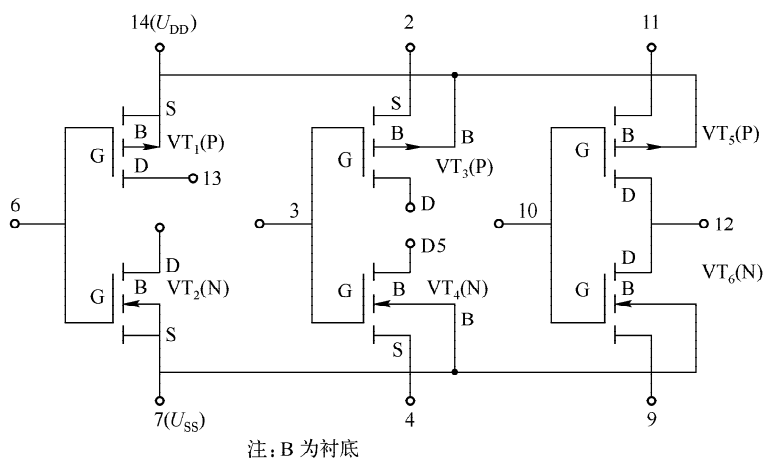


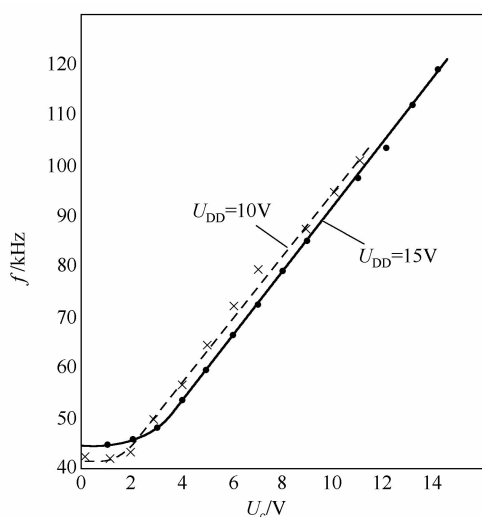
图 11.4 双互补对加反相器 CD4007 集成电路内部电路

U_c 可由电位器 R_p 提供，如电路图中虚线所示。为了减少功耗应采用 $10\text{k}\Omega$ 以上的电位器。

CD4007 压控振荡器的振荡频率 f 与控制电压 U_c 的关系见表 11.1，如图 11.5 所示，从图中曲线可以看出，当控制电压 U_c 达到一定值（ $U_{DD} = 10\text{V}$ 时， $U_c = 2.0 \sim 9.0\text{V}$ ； $U_{DD} = 15\text{V}$ 时， $U_c = 3.0 \sim 10.0\text{V}$ ）时， f 与 U_c 成良好的线性关系，这给许多应用带来方便。

表 11.1 CD4007 压控振荡器的频率 f 与控制电压 U_c 的关系

U_c/V	f/kHz ($U_{DD} = 5\text{V}$)	f/kHz ($U_{DD} = 10\text{V}$)	f/kHz ($U_{DD} = 15\text{V}$)
0	35.745	41.849	44.763
1.0	35.815	41.954	44.818
2.0	38.660	42.981	45.350
3.0	39.445	48.323	48.384
4.0	42.008	56.544	53.390
5.0	频率开始下降	64.857	59.580
6.0		72.465	66.692
7.0		79.667	73.030
8.0		86.916	79.081
9.0		94.832	85.032
10.0		101.664	96.150
11.0		频率很快下降至零	97.330
12.0			104.451
13.0			112.502
14.0			119.202
15.0			频率下降很快至零
16.0			

图 11.5 CD4007 压控振荡器的频率 f 与控制电压 U_c 的关系

第四节 555 线性压控振荡器

简单的 555 自激振荡器，当其控制端 U_c （5 脚）加上直流电压时，便形成了基本 555 压控振荡器，但振荡频率 f 与较大的控制电压 U_A （ $U_A > 6.5\text{V}$ ）呈严重的非线性关系。

图 11.6 所示电路为由 555 组成的线性压控振荡器，其振荡频率 f 与控制电压 U_A 的关系如图 11.7 所示。由图 11.7 可以看出，当 $U_A = 0.5 \sim 6.5\text{V}$ 时， f 与 U_A 具有良好的线性关系。输出频率 f 的数值可用下式表示：

$$f = -25.8U_A + 222.4$$

式中， U_A 单位为 V； f 单位为 kHz。

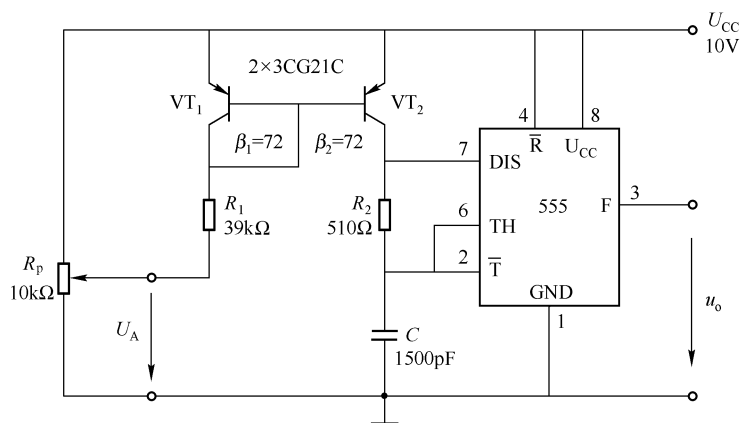


图 11.6 555 线性压控振荡器

曲线是在 $U_{CC} = 10\text{V}$ ， $\beta_1 = \beta_2 = 72$ 和图 11.6 示阻容参数时绘制的，当 β 值和阻容参数改变时，曲线的形式相似。

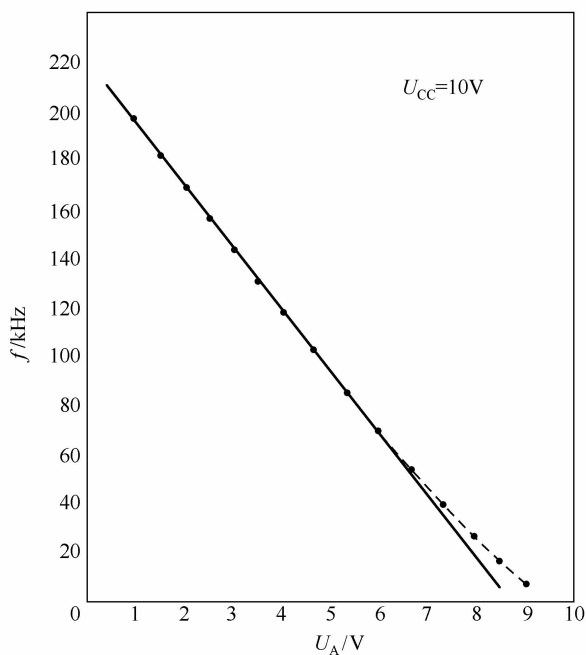
图 11.7 555 线性压控振荡器的频率 f 与控制电压 U_A 的关系

图 11.6 所示电路中的晶体管选择硅 (Si) PNP 型管子, 如 2N3905/2N3906/2N4062、3CG 型 (国产) 均可, 但不应选择锗 (Ge) PNP 型的管子, 因为锗管的温度稳定性差, 漏电流也较大。

第五节 压控脉冲频率发生器

图 11.8 所示为用直流电压控制振荡频率的单结晶体管多谐振荡器。 VT_1 和 R_1 组成了一个恒流源, 其电流大小由输入直流电压 U_A 控制。

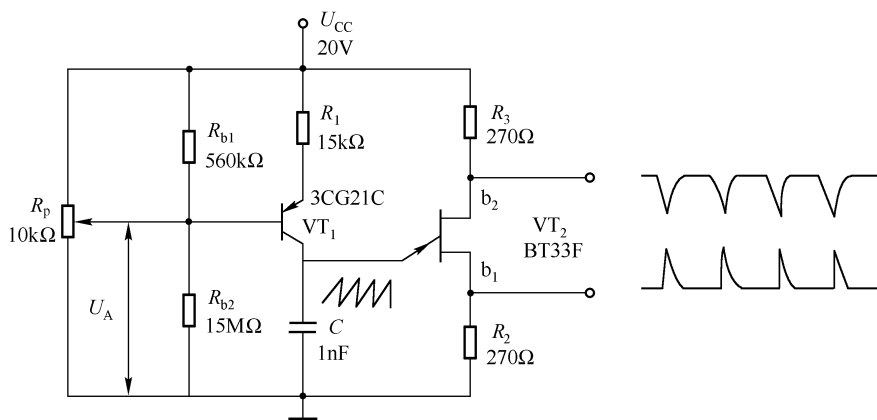


图 11.8 压控脉冲频率发生器

恒流源对电容 C 进行充电, 当 C 上的电压达到单结晶体管 VT_2 的峰值电压 U_p 时, VT_2 导通, C 通过 VT_2 、 R_2 迅速放电。

控制电压 U_A 由电源 U_{CC} 和多圈电位器 R_p 提供, 控制范围为 $10.5 \sim 19.4V$, 但是线性控制范围为 $U_A = 12.5 \sim 18.0V$ 。图 11.9 所示为 U_A 和振荡频率 f 关系的实验曲线。对于不同的晶体管、 R_1 、 C_1 和单结晶体管, 其曲线形式基本相同。

电路的振荡频率可粗略地用下式表示:

$$f = \frac{1.5}{R_1 C} (1 - U_A / U_{CC})$$

式中, U_A 为直流控制电压; U_{CC} 为电源电压。

本电路具有输入阻抗高的特点。 b_2 的输出接近于梯形波; b_1 的输出与 b_2 的输出反相, 为尖脉冲; C 上的电压波形为锯齿波。 C 的大小从 $1nF$ 到几微法, C 越大振荡频率越低。

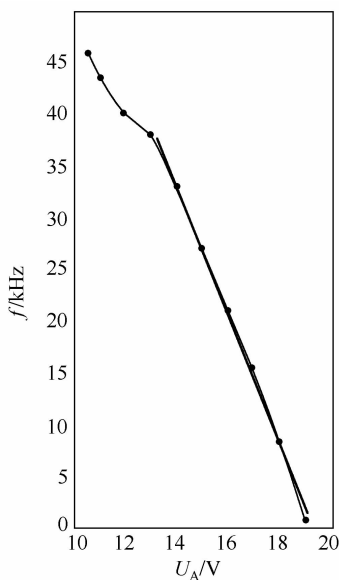


图 11.9 压控振荡频率 f 与控制电压 U_A 的关系

第六节 控制电压范围宽广的线性压控振荡器

线性压控振荡器电路如图 11.10 所示。控制电压从 $10mV$ 直至 $10V$, 能使电路产生 $5Hz \sim 5kHz$ 的方波或三角波。该压控振荡器由积分器 (3140 构成)、斯密特触发器 (由 555 构成) 和模拟开关 (CD4066) 等组成。 A_1 为积分器, 产生三角波。积分电阻为 R_1 , 积分电容为 C_1 。 A_1 的输出送至 A_2 。 A_2 是由 555 组成的施密特触发器, 它将三角波变成方波。 A_3 为模拟开关, 内含四个开关, 本电路只用其中三个, 不用的开关的三个端子 (10 ~ 12 脚) 均接地。开关 S_1 、 S_3 的控制端由输出的方波控制, S_2 的控制端由 CD4066 的电源控制。

当 $U_+ = 15V$ 时, $t_1 = t_2 = 10R_1 C_1 / U_{ic}$, 有

$$T = t_1 + t_2 = 20R_1 C_1 / U_{ic}$$

$$f = 1/T = U_{ic} / (20R_1 C_1)$$

式中, U_{ic} 为输入控制电压。

当 $U_{ic} = 10mV$ 时, $f = 10 \times 10^{-3} Hz / (20 \times 10 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}) = 5Hz$; 当 $U_{ic} = 10V$ 时, $f = 10Hz / (20 \times 10 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}) = 5kHz$ 。

CD4066 也可由 CD4016 代替, 其引脚完全相同。

本电路主要应用于仪表、电子音乐等领域。

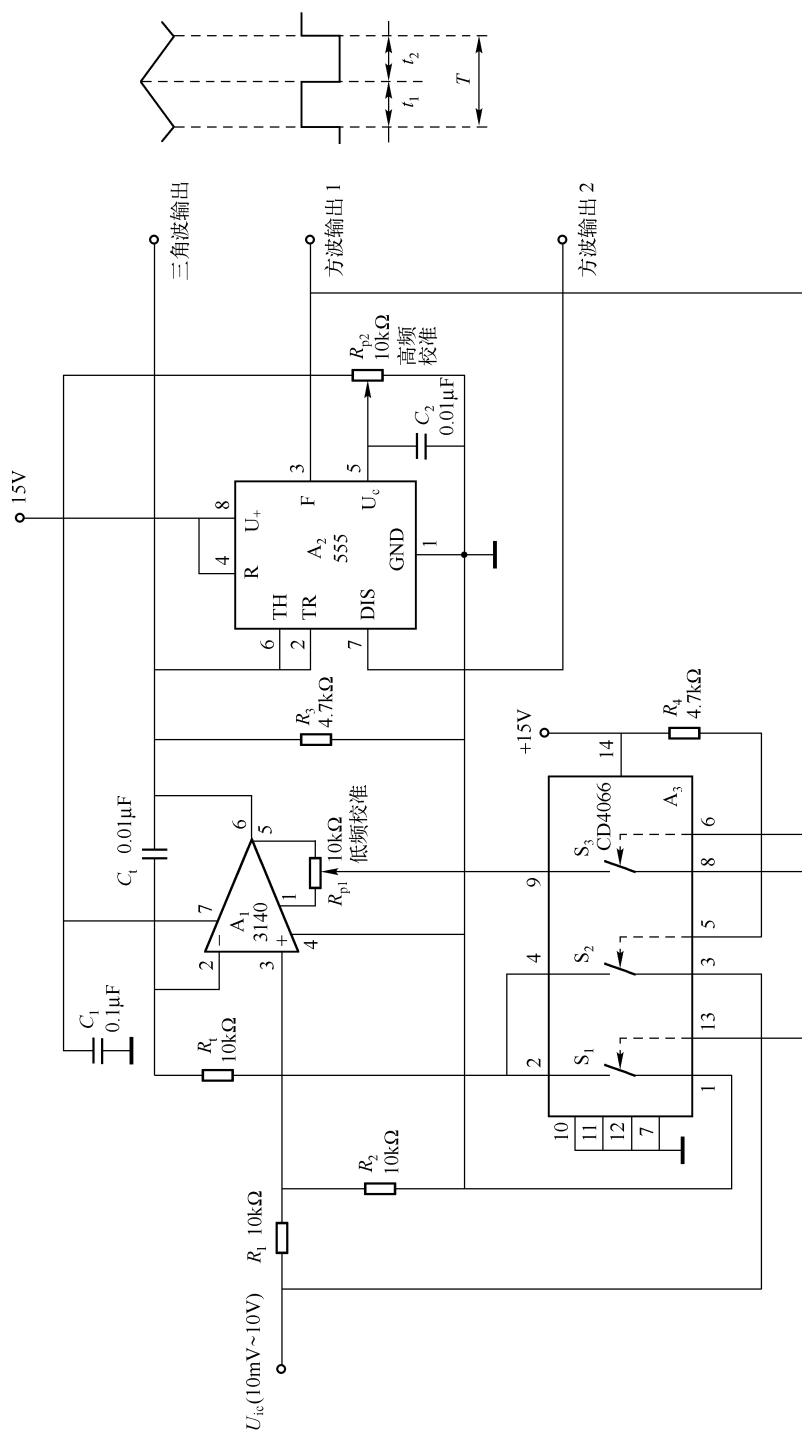


图 11.10 控制电压范围宽广的线性压控振荡器

第十二章 间歇振荡器设计及应用电路

间歇振荡器（又称阻塞振荡器）的一个显著特点是在一个周期内，管子只在很短一段时间内导通（或截止），而在脉冲的间歇时间（它比脉冲宽度长得多）内则处于截止（或导通）状态。因此，有可能利用间歇振荡器产生很大的脉冲功率，但在整个周期内的平均功率并不超过管子的额定值。也就是说，能够把不太大的直流电源能量转变成很大的脉冲能量。由于间歇振荡器的这一特点，它可作为大功率脉冲发生器、整形器、分频器等，又可用于通信技术，计算机技术等各个领域。

间歇振荡器是利用正反馈来形成脉冲的，它是利用晶体管和脉冲变压器来形成正反馈的。

间歇振荡器分为他励式振荡器和自激式振荡器。

第一节 脉冲变压器的设计

在间歇振荡器中，需要使用脉冲变压器。脉冲变压器由磁心（或铁心）和绕组组成。

一、磁心的选择

小功率脉冲变压器常采用铁氧体材料制成的磁心，现在大都选用软磁性材料，其形状有环形（磁环）、E形、圆柱形等。选择磁心时，主要考虑的就是具有高磁导率、损耗小的磁性材料。表 12.1 给出了国产各种型号软磁性材料的主要特性。各型号后面的数字表示该型号材料的典型初始磁导率。例如，MXO - 2000，表中给出的初始磁导率范围是 1500 ~ 2500H/m，其典型的初始磁导率 $\mu = 2000\text{H/m}$ 。电子商场销售的各种磁心（磁环、E形磁心等）主要是锰锌铁氧体（MXO），其次是镍锌铁氧体（NXO、NGO、NQ），前者为黑色，后者为棕色。

表 12.1 国产各种型号软磁性材料系列的主要特性

型 号	初始磁导率 $\mu/(\text{H/m})$	温度范围 $t/^\circ\text{C}$	温度系数 $\text{TK}_\mu \times 10^{-6}$	饱和磁感应强度 B_s/mT	剩磁感应强度 B_r/mT	居里温度点 $T_0/^\circ\text{C}$	适用频率 f/MHz
NGO - 5	4 ~ 6	20 ~ 80	≤ 500	300	120	350	300
NQ - 10	8 ~ 12	- 55 ~ + 125	≤ 400	180	95	400	300
NXO - 10	8 ~ 12	- 55 ~ + 125	200	300	100	400	150
NXO - 20	18 ~ 28	- 55 ~ + 85	200	200	80	200	50
NXO - 40	36 ~ 54	- 55 ~ + 125	800	290	90		40
NXO - 60	48 ~ 72	- 55 ~ + 125	200	330	230	450	25

(续表)

型 号	初始磁导率 $\mu/(H/m)$	温度范围 $t/^{\circ}C$	温度系数 $TK\mu \times 10^{-6}$	饱和磁感应强度 B_s/mT	剩磁感应强度 B_r/mT	居里温度点 $T_0/^{\circ}C$	适用频率 f/MHz
NXO-100	80~120	-55~+125	200	300	200	350	12
NXO-200	160~240	-55~+125	300	310	210	370	3
NXO-400	300~500	-55~+125	1500	360	180	150	2
NXO-1000	800~1200	0~+85	5000	300	130	100	1
MXO-400	300~500	0~+85	3200	320	170	180	1.5
MXO-800	600~1000	-55~+85	1000	300	150	150	0.5
MXO-2000	1500~3000	-55~+85	2000	450	150	180	0.5
MXO-2000	1500~2500	0~+85	3000	400	140	150	0.5
MX-4000	3000~5000	-55~+85	4000	310	100	120	0.3

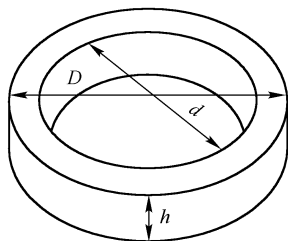


图 12.1 环形磁心的外形尺寸

一般的脉冲变压器常选用 MXO 磁环, 如图 12.1 所示。图中 D 为外径; d 为内径; h 为高度。

二、磁化电感 L_M 与绕组匝数的关系

线圈的匝数 N 与磁化电感 L_M 及磁环参数有以下关系:

$$N = \sqrt{\frac{L_M l \times 10^{-6}}{4\pi\mu_\Delta S}}$$

式中, l 是磁心磁路长度 (环形中心线的长度), $l = \frac{1}{2} \cdot \frac{D+d}{2} \cdot 2\pi$; μ_Δ 是磁心的脉冲磁导率, 表 12.1 中未给出 μ_Δ , 只给出初始磁导率 μ , 经实验, 估算 $\mu_\Delta \approx \frac{1}{4.4}\mu$; S 是截面积, $S = \frac{1}{2}(D-d)h$ 。将 l 、 S 代入 N 的表达式, 得

$$N = 5 \times 10^2 \sqrt{\frac{L_M (D+d)}{\mu_\Delta (D-d)h}}$$

例如, MXO-2000 型磁环的参数 $D = 15\text{mm}$, $d = 10\text{mm}$, $h = 4\text{mm}$, 在磁环上绕两个线圈, $N_1 = 28$ 匝, $N_2 = 14$ 匝, 则

$$\begin{aligned} L_{M1} &= N_1^2 \mu_\Delta (D-d)h / [2.5 \times 10^5 (D+d)] \\ &= N_1^2 \mu (D-d)h / [4.4 \times 25 \times 10^5 (D+d)] \\ &= 28^2 \times 2000 \mu\text{H} \times (15-10) \times 4 \times 10^3 / [4.4 \times 2.5 \times 10^5 \times (15+10)] \\ &= 1140 \mu\text{H} \text{ (实测为 } 1154 \mu\text{H)} \end{aligned}$$

$$L_{M2} = N_2^2 \mu_\Delta (D-d)h / [2.5 \times 10^5 (D+d)] = 285 \mu\text{H} \text{ (实测为 } 286 \mu\text{H)}$$

三、计算导线直径

输出脉冲功率为 P , 一次侧、二次侧的峰值电压分别为 U_{1m} 、 U_{2m} , 则线圈的电流为一次侧峰值电流

$$I_{1m} = P/U_{1m}$$

二次侧峰值电流

$$I_{2m} = P/U_{2m}$$

一次侧、二次侧的平均电流为

$$I_{1j} = I_{1m} \sqrt{f t_u}$$

$$I_{2j} = I_{2m} \sqrt{f t_u}$$

式中, f 为脉冲频率; t_u 是脉冲宽度。

由此可确定导线的截面积 S_1 、 S_2

$$S_1 = I_{1j}/j, S_2 = I_{2j}/j$$

式中, j 为铜导线的电流密度, 变压器在空气中, $j = 2 \sim 3 \text{ A/mm}^2$ 。对于功率较小的间歇振荡器, 导线的线径可不必计算, 但对于大功率的脉冲功率振荡器, 则需计算绕组的绕径。

线圈绕制方法: 确定了匝数、磁心和导线线径 (型号) 后, 即可绕制脉冲变压器。为减小变压器的寄生参数 (如分布电容等), 可将一次线圈、二次线圈的导线并线, 这样可减小漏感, 加速波形的前后沿。

第二节 单稳态间歇振荡器的触发方式

单稳态间歇振荡器需要在外界信号的触发下才能输出脉冲, 它属于他励振荡器, 一般用于末级作为脉冲功率放大器用, 如许多医疗机械等。

一、直接触发

直接触发单稳态间歇振荡器如图 12.2 所示。电路的优点是线路简单, 灵敏度高; 缺点是, 由于触发信号源与电路直接连接, 二者之间互相影响, 当触发幅度或宽度变化时, 间歇振荡器输出波形的前沿、宽度均随之变化。这种电路用在波形稳定性要求不高的场合。

二、隔离二极管触发

隔离二极管触发单稳态间歇振荡器电路如图 12.3 所示。电路的触发信号加在管子的集电极, VD 为隔离二极管, 输入为负脉冲, R 的一端接 U_{CC} , 无触发信号时, VD 截止; 输入端加负脉冲时, VD 导通, VT 的集

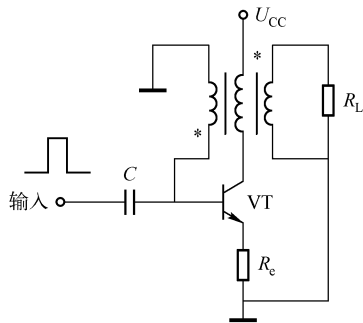


图 12.2 直接触发单稳态间歇振荡器

电极电位下降, 耦合至 VT 基极, 则 U_b 上升, 于是电路发生偏转。电路的正反馈很强, 因此 U_c 很快下降, 使 VD 处于反偏而截止, 这样一来, 触发信号源与间歇振荡器被隔离, 相互的影响被消除。电路的缺点是, 触发灵敏度低; 由于 VD 的影响, 使触发时间延迟加大。

三、晶体管隔离触发

晶体管隔离触发单稳态间歇振荡器如图 12.4 所示。VT₂ 构成间歇振荡器, VT₁ 为触发

晶体管。静态时, VT_1 截止, 当正脉冲加至 VT_1 基极时, 其集电极电位下降, 由于 VT_1 、 VT_2 的集电极公用, 因此, 使 VT_2 的集电极电位也随之下降, 引起间歇振荡器翻转。

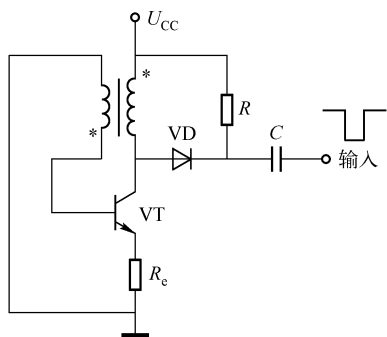


图 12.3 隔离二极管触发单稳态间歇振荡器

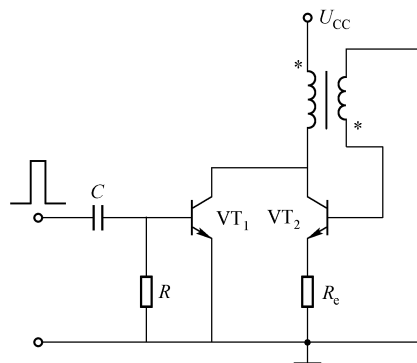


图 12.4 晶体管隔离触发单稳态间歇振荡器

该电路由于触发信号源与间歇振荡器之间被 VT_1 隔离, 因此相互影响很小, 而且 VT_1 又具有放大作用, 故提高了间歇振荡器的触发灵敏度。

第三节 单稳态间歇振荡器的设计及实用电路

一、电路设计

图 12.5 所示是单稳态间歇振荡器的典型电路。图中基极绕组的一端接地, 集电极绕组的一端接电源 U_{CC} 。下面介绍电路的设计方法。

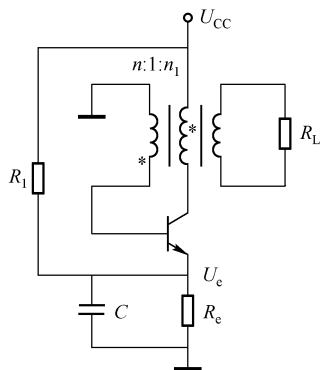


图 12.5 单稳态间歇振荡器

给定条件: 空载时脉冲宽度 $t_u = 1.2\mu s$, 输出脉冲幅度 $U_L \geq 7.5V$, 电源电压 $U_{CC} = 18V$ 。选用脉冲变压器磁心 (MXO-2000 型圆柱磁心) 直径 $D = 7mm$, $h = 4mm$; 选用晶体管 3DG7 ($\beta = 35$, $U_{ces} = 0.2V$, $U_{bes} = 0.7V$) $I_{cmax} \leq 100mA$; 负载阻抗 $R_L = 510\Omega$ 。

1. 选择变压器匝数及 R_e

在间歇振荡器中, 基极绕组与集电极绕组的匝数比 n 常取为 $0.3 \leq n \leq 1$, 本例取 $n = 0.5$ 。

R_e 小, i_e 大, 则反馈强度大, 间歇振荡器输出的脉冲功率大; 但若 R_e 过小, 流过管子的电流可能超过额定值而使管子损坏。在电源电压 U_{CC} 确定的情况下, R_e 的值由 i_e 确定, 希望反馈强些, 取 i_e 大一些, 但要小于 I_{cmax} , 取 $i_e = 70mA$ 。

R_e 的值由下式确定:

$$R_e = \frac{n}{n+1} \frac{U_{CC}}{i_e} = \frac{0.5}{0.5+1} \times \frac{18V}{70mA} = 85.7\Omega$$

取标称值 $R_e = 82\Omega$ 。

核算电流

$$i_e = \frac{nU_{CC}}{(n+1)R_e} = 0.5 \times 18\text{mA} / (0.5 + 1) \times 82 \approx 74\text{mA} < 100\text{mA}$$

故可取 $R_e = 82\Omega$ 。

2. 计算集电极绕组的电感 L_c

应根据给定的脉冲宽度 t_u 来计算 L_c

$$t_u = \frac{nL_c}{R_e} = F_1 F_2 - F_3$$

式中, $F_1 = (\beta - n)/\beta + 1$; $F_2 = \frac{U_{CC} - U_{ces} - U_{bes}/n}{U_{CC} - U_{ces} + U_{bes}}$, F_2 是考虑管子的饱和压降 (U_{ces} 、 U_{bes}) 对脉冲的影响; $F_3 = n_1^2 L_c / R_e$, F_3 表明负载对脉宽的影响。在空载 ($R_L = \infty$) 情况下, $F_3 = 0$, 于是有

$$t_u = \frac{nL_c}{R_e} \frac{\beta - n}{\beta + 1} \frac{U_{CC} - U_{ces} - U_{bes}/n}{U_{CC} - U_{ces} + U_{bes}}$$

所以

$$L_c = \frac{t_u R_e}{n} \frac{\beta + 1}{\beta - n} \frac{U_{CC} - U_{ces} + U_{bes}}{U_{CC} - U_{ces} - U_{bes}/n} = \frac{1.2 \times 10^{-6} \times 82}{0.5} \times \frac{35 + 1}{35 - 0.5} \times \frac{18 - 0.2 + 0.7}{18 - 0.2 - 0.7/0.5} \mu\text{H} \approx 230 \mu\text{H}$$

用 $\phi 0.19$ 高强度漆包线在 $\phi 7 \times 4$ 磁心上绕 20 匝, 即得 $L_c \approx 200 \mu\text{H}$ 。

3. 计算负载绕组的匝数

负载绕组上的电压 U_L 与集电极绕组上的电压 U_m 有以下关系:

$$U_L = n_1 U_m$$

式中, $U_m = U_{CC}/(n+1) = 18\text{V}/(0.5+1) = 12\text{V}$; $n_1 = U_L/U_m = 7.5/12 = 0.63$ 。

故负载绕组的匝数为 $N_L = 20 \text{ 匝} \times 0.63 = 12.6 \text{ 匝}$, 取 $N_L = 13 \text{ 匝}$ 。

此时为有负载的情况, 其脉宽为

$$t_u = \frac{nL_c}{R_e} \frac{\beta - n}{\beta + 1} \frac{U_{CC} - U_{ces} - U_{bes}/n}{U_{CC} - U_{ces} + U_{bes}} - \frac{n_1^2 L_c}{R_L} \\ = 1.036 \mu\text{s} - 0.156 \mu\text{s} = 0.88 \mu\text{s}$$

注意: $n_1 = 0.63$ 。

4. 电阻 R_1 的确定

R_1 与 R_e 组成一分压器, 取发射极上的电位为 0.8V , 即 $U_e = \frac{R_e}{R_1 + R_e} U_{CC} = 0.8\text{V}$, 由此得

$$R_1 = R_e (U_{CC} - U_e) / U_e = 82(18 - 0.8) \text{k}\Omega / 0.8 = 1.76 \text{k}\Omega$$

取标称值 $R_1 = 1.6 \text{k}\Omega$ 。

硅管的导通阈值电压约为 $0.5 \sim 0.6\text{V}$, 当 $U_e = 0.8\text{V}$ 时, 要使间歇振荡器起振, 加到基极上的最小电压应大于 1.4V 。

5. 电容 C 的选取

加发射极旁路电容 C 的目的是, 避免 R_e 的负反馈作用 (它使增益下降), 由实验可取 $C = 1 \text{nF}$ 。

将电路参数整理如下：

$R_1 = 1.6\text{k}\Omega$, $R_e = 82\Omega$, $C = 1\text{nF}$ ；脉冲变压器参数：一次绕组 $L_e = 200\mu\text{H}$ ，用 $\phi 0.19\text{mm}$ 漆包线绕 20 匝；二次绕组用 0.19mm 漆包线在 L_e 上绕 10 匝；负载绕组用 $\phi 0.19\text{mm}$ 漆包线在二次绕组上绕 13 匝。

接线应注意一次、二次绕组的极性，同名端如图 12.5 所示。极性接错则电路不起振，将一次绕组（或二次绕组）两端对调一下即可。

最后进行校验；检验磁心是否饱和，如磁心饱和，则对脉冲产生很大影响。磁心的磁感应强度为

$$B = \frac{U_m}{MS} \int_0^{t_u} dt = \frac{U_m t_u}{N_1 S}$$

由上所述， $U_m = 12\text{V}$ ， $t_u = 1.2\text{s}$ ， $N_1 = 20$ 匝， $S = \pi(7/2)^2 \text{mm}^2 = 38.5\text{mm}^2$ ，则

$$B = \frac{12 \times 1.2 \times 10^{-6}}{20 \times 38.5 \times 10^{-6}} \text{T} = 18.7\text{mT}$$

小于 MXO-2000 型饱和磁感应强度 $B_s = 400\text{mT}$ 。

如检验结果，磁心饱和，则应适当加大电感（增加 N_1 匝数），重新计算 R_e 。

二、其他实用电路

这里介绍两种他励式间歇振荡器。

1. 共射极脉冲整形器

共射极脉冲整形器电路如图 12.6 所示，它可将波形不理想的脉冲经整形后输出一个具有良好波形的脉冲。该电路实质是一个共射极他励间歇振荡器。

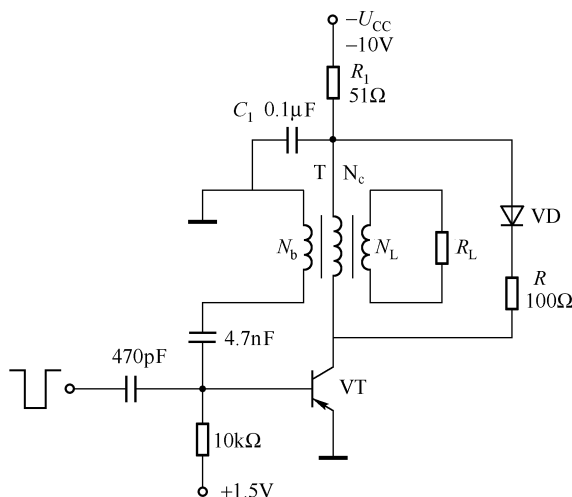


图 12.6 共射极脉冲整形器

因为 VT 是 PNP 型的晶体管，故触发脉冲 u_i （被整形的输入波形）为负脉冲，当 u_i 未临时，晶体管 VT 正偏截止；负脉冲来临时，VT 导通，由变压器 T 实现了正反馈，使电路发生了雪崩式变化，VT 进入深度饱和，由于阻塞电容 C 最终使基流 i_b 减小到使管子退出饱

和, 电路又发生相反的雪崩式变化, 因此在输出绕组 N_L 中可以得到大功率脉冲。

$R-VD$ 为阻尼回路, 防止反向击穿晶体管。

匝比 $n = N_c/N_b$ 的选取应满足自激条件 $\beta/n \gg 1$, 可选择 $n = 2$ 。集电极绕组的磁化电感 L_M 可按 $L_M = 100\mu\text{H} \sim 5\text{mH}$ 来设计。设计方法可参考前几节内容。

VT 可选择 PNP 型的开关管或高频管。

2. 共基极他励间歇振荡器

共基极他励间歇振荡器电路如图 12.7 所示。实际上它是一个公基极整形器, 增益较小, 但频率响应却大于共射电路。

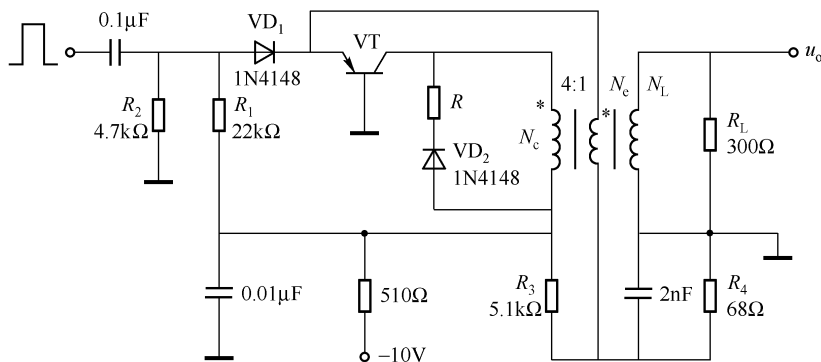


图 12.7 共基极他励间歇振荡器

(1) 电路特点

① 共射极电路的电流增益比共基电路大 β 倍, 而共基极电路的通频带却比共射电路大 β 倍。因此, 公基极电路和共射极电路的前、后沿是相似的。

② 共基极电路的脉宽的稳定性比共射电路好。

(2) 设计要点

① 匝比 $n = N_c/N_e$ 必须大于 1, 否则不能满足自激条件。对于合金管, 最佳匝比 $n = N_c/N_e = 4$ 。

② 在脉宽 $t_u = 0.2 \sim 10\mu\text{s}$ 情况下, 要求集电极绕组的磁化电感值 $L_M = 200\mu\text{H} \sim 5\text{mH}$ 。

③ VT 可选用 PNP 型合金管, 如 3AK33、2N427 等。

第四节 自激式间歇振荡器的设计及实用电路

一、实用自激式间歇振荡器的设计

图 12.8 所示是一个实用的自激式间歇振荡器, 它可用做脉冲信号源。晶体管的基极连接脉冲变压器的励磁线圈 II, 集电极连接励磁线圈 I, 基极线圈 II 的一端接地, 基极电阻 R_b 接正电源。因此, 一接电源, 晶体管就可能处于导通状态, 尽管这种状态是不稳定的, 但很快会引起电路内部的连锁反应——进入正反馈过程 (略), 因而便振荡起来。

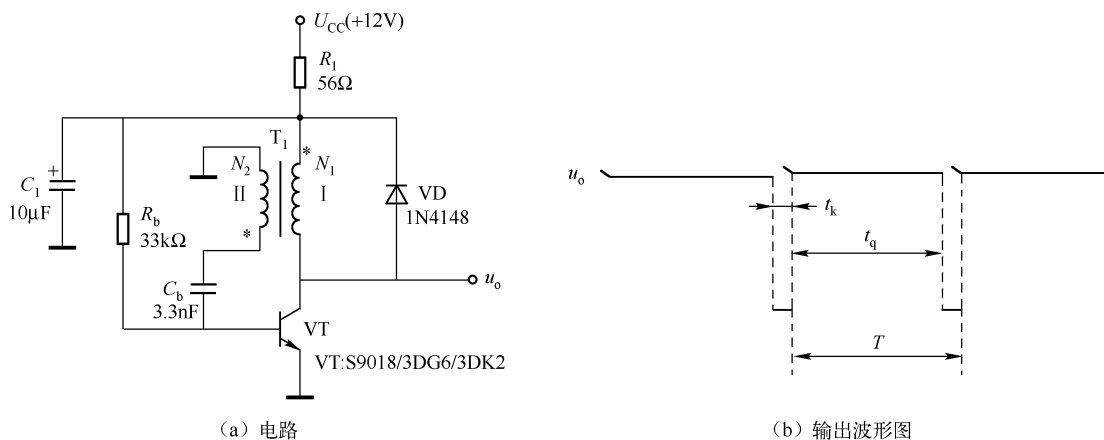


图 12.8 实用自激式间歇振荡器

自激振荡器从集电极输出脉冲电压 u_o ，见图 12.8 (b)，振荡周期为

$$T = t_q + t_k$$

式中， t_q 为休止期（又称恢复期）； t_k 为负脉冲宽度，由于 $t_q \gg t_k$ ，故

$$T \approx t_q = R_b C_b \ln(1 + 1/n_{12})$$

式中， $n_{12} = N_1/N_2$ 。

1. 脉冲变压器设计

选用锰锌铁氧体 MXO-2000 型磁环， $D = 15\text{mm}$ ， $d = 10\text{mm}$ ， $h = 4\text{mm}$ 。令 $N_1 = 28$ 匝， $N_2 = 14$ 匝，则

$$L_{M1} = \frac{N_1^2 \mu_\Delta (D-d)h}{2.5 \times 10^5 (D+d)} = 1140\mu\text{H} \quad (\text{实测 } L_{M1} = 1154\mu\text{H})$$

$$L_{M2} = \frac{N_2^2 \mu_\Delta (D-d)h}{2.5 \times 10^5 (D+d)} = 285\mu\text{H} \quad (\text{实测 } L_{M2} = 286\mu\text{H})$$

2. 电容 C_b 、电阻 R_b 的选择

C_b 、 R_b 决定振荡周期，电容 C_b 既影响脉冲宽度又影响脉冲周期，应根据脉宽的要求来确定。现要求 $T = 45\mu\text{s}$ 。

先选择 C_b ，令 $C_b = 3.3\text{nF}$ ， C_b 确定后再确定 R_b ，有

$$R_b = \frac{T}{C_b \ln(1 + 1/n_{12})} = \frac{45 \times 10^{-6}}{3.3 \times 10^{-9} \ln(1 + 1/2)} \Omega = 33631\Omega$$

取标称值 $R_b = 33\text{k}\Omega$ 。

校验： $T = 33 \times 10^3 \times 3.3 \times 10^{-9} \ln(1 + 1/2) \text{s} = 44.166\mu\text{s}$ ，接近于 $45\mu\text{s}$ 。

3. 晶体管的选择

晶体管应选择开关晶体管或高频管，本例应选择 S9018（高频管）、3DK2（开关管）和 3DG6（高频管）三种型号的管子。另外，要求满足自激条件，即 $\beta/n_{12} \gg 1$ 。

从上述振荡周期的表达式来看， T 与晶体管参数无关。实际上， T 还是和管子的型号（参数）有关联的。例如，用 9018 时，实测 $T = 43.3269\mu\text{s}$ ；用 3DK2 时，实测 $T =$

46.4552 μs ；用 3DG6 时，实测 $T=41.8640\mu\text{s}$ 。可见，选用不同型号的管子，其振荡周期比较接近。

二极管 VD 的作用是，消除晶体管截止后的反冲，即阻尼作用。VD 选用开关二极管，主要考虑反向恢复时间要小，如 1N4148、2CK9~2CK30 等。

二、RC 定时自激间歇振荡器的设计

下面介绍与上述设计稍有不同的设计方法。

试设计一个如图 12.9 所示的 RC 定时自激间歇振荡器。要求指标如下：输出脉冲周期 $T=270\mu\text{s}$ ，输出脉冲幅度 $U_{\text{om}}=5\text{V}$ ；使用 3DK₂ ($\beta=50$) 晶体管。

1. 根据输出幅值要求选择电源电压 U_{cc}

由于脉冲幅值为 5V，考虑管子的饱和压降和集电极保护电阻 R_{c} 上的压降，可取 $U_{\text{cc}}=6\text{V}$ 。

2. 根据振荡周期的要求确定 R 和 C 。

脉冲的振荡周期为

$$T \approx RC \ln \frac{1+n}{1-U_{\text{r}}/U_{\text{cc}}}$$

式中， n 为基极绕组与集电极绕组的匝比，取 $n=1$ ； U_{r} 为晶体管导通时的阈值电压，对硅管 $U_{\text{r}}=0.5\sim 0.6\text{V}$ 。

先选择定时电阻 R 。 R 不宜过大，否则基极电流太小，使 β 减小，不利于管子的翻转；但 R 也不能过小，以免管子注入电流太大而损坏。

设选取 $R=36\text{k}\Omega$ ，则定时电容为

$$C \approx \frac{T}{R \ln \frac{1+n}{1-U_{\text{r}}/U_{\text{cc}}}}$$

将上述数值代入得

$$C \approx \frac{270 \times 10^{-6}}{36 \times 10^3 \times \ln \frac{1+1}{1-0.5/6}} \text{F} = 0.0096\mu\text{F}$$

取标称值 $C=0.01\mu\text{F}$ 。

3. 根据脉宽的要求确定磁化电感 L_{M}

由脉冲宽度 $t_{\text{u}} = R_{\text{c}} C_0 \ln(1 + \rho^2/R_{\text{c}}^2)$ 和 $\rho^2 = L_{\text{M}}/C_0$ ($C_0 = n^2 C$) 可求出集电极回路的磁化电感为

$$L_{\text{M}} = R_{\text{c}}^2 C_0 (e^{\frac{t_{\text{u}}}{R_{\text{c}} C_0}} - 1)$$

其中， R_{c} 的作用是保证管子的电流不超过额定值。从此角度看 R_{c} 应大些，但 R_{c} 太大会影响电路的翻转速度和输出幅值，故不宜过大，一般取为几十欧姆。

设取保护电阻 $R_{\text{c}}=75\Omega$ ，由此得

$$L_{\text{M}} = (75)^2 \times 0.01 (e^{\frac{2.5}{75 \times 0.01}} - 1) \mu\text{H} = 1520\mu\text{H}$$

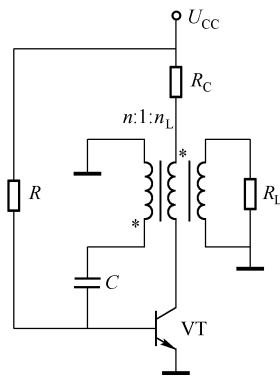


图 12.9 RC 定时自激间歇振荡器

三、其他形式的自激间歇振荡器的实用电路

1. 后阻塞自激间歇振荡器

一般的间歇振荡器的阻塞电容 C 不能太小, 否则不能满足自激条件, 因此频率不可能很高。同时, 由于强烈的正反馈使晶体管进入深度饱和, 脉冲不可能很窄。

图 12.10 所示是后阻塞自激间歇振荡器电路, 电路中加入了后阻塞绕组 $n_{\text{后}}$ 和二极管 VD。后阻塞绕组 $n_{\text{后}}$ 是负反馈绕组。由于 c、b、d 三点都是同名端, 故 $u_c \uparrow \rightarrow u_b \uparrow \rightarrow u_d \uparrow$, 即在后阻塞绕组上产生了一个使晶体管截止的极性信号 (VT 是 PNP 型管子)。这个正极性信号经过具有延迟作用的双二极管 VD_2 , 使 VT 迅速截止, 因此, 电路可形成很窄的脉冲。

电位器 R_{p1} 可调节延迟作用的大小。因此, 调节 R_{p1} 可调节脉冲宽度; 电位器 R_{p2} 可调节振荡频率。

晶体管应选择 PNP 型开关管、高频管, 如 2N3638 ($I_{CM} = 500\text{mA}$)、2N3644 ($I_{CM} = 500\text{mA}$)、3CK2 ($f_T \geq 150\text{MHz}$, $t_r \leq 30\text{ns}$, $t_f \leq 30\text{ns}$)。

2. 共基极自激式间歇振荡器

间歇振荡器的特点是, 在很窄的脉冲期间能提供超过晶体管允许功耗的大脉冲功率, 而在较长的时间内则处于截止状态, 因此, 平均功率不超过晶体管的允许功耗。共基极自激式间歇振荡器电路如图 12.11 所示。

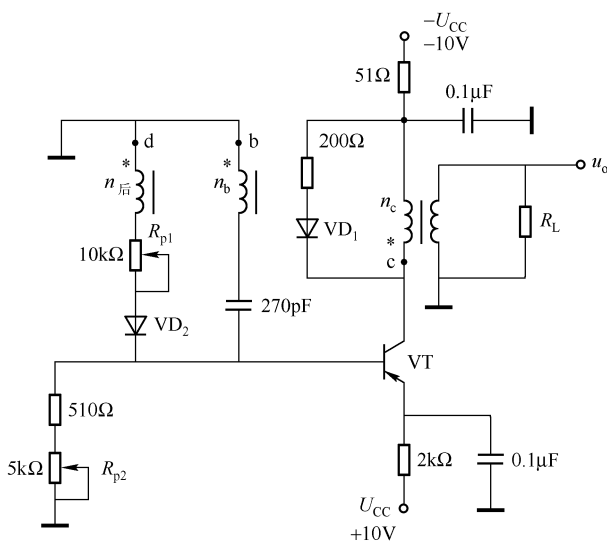


图 12.10 后阻塞自激间歇振荡器

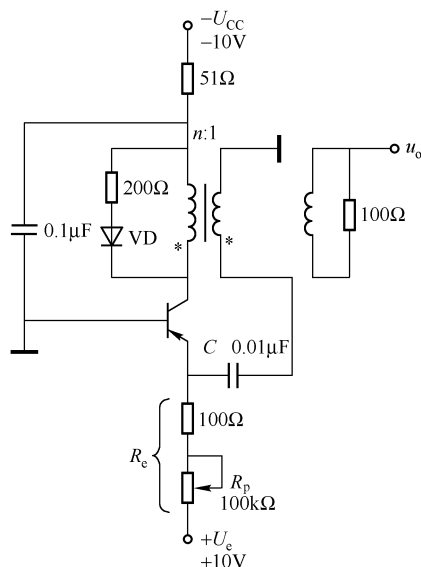


图 12.11 共基极自激间歇振荡器

该电路的特点是, 频率稳定性好, 脉冲的上升沿、下降沿较陡。反馈绕组是接在发射极而不是接在基极, 电路的脉冲宽度 t_u 很窄, 间歇 (休止) 时间较长, 故

$$T = t_u + t_q \approx t_q = R_e C_e \ln \frac{U_e + U_c/n}{U_e}$$

式中, n 为集电极绕组与发射极绕组的匝比, 脉冲变压器的磁心选用磁环, 匝比可取 2。

电位器 R_p 可用来调节振荡频率, 频率范围约为 $0.8 \sim 150\text{kHz}$; VT 可选 3AK33、2N522 等 PNP 型开关管或高频管。

第五节 间歇振荡器式 DC/DC 变换电路

图 12.12 所示电路是利用间歇振荡器升压的 DC/DC 变换电路, 它可用于模拟万用表, 代替高压叠层电池, 也可用于驱动多个串联 LED。

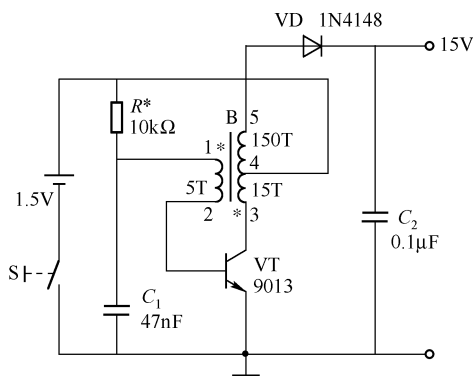


图 12.12 间歇振荡器式 DC/DC 变换电路

电路的元器件选择与设计要点如下:

- ① 晶体管 VT 选用高频小功率管, 如 9013、3DG6 等。
- ② 脉冲变压器 B 的磁心选用内径 8mm、外径 13mm (或更小) 的高频铁氧体磁环, 用 $\phi 0.1\text{mm}$ 漆包线绕制线圈, 1~2 端 5 匝, 3~4 端 15 匝, 4~5 端 150 匝。
- ③ 偏流电阻 R^* 在几千欧至十几千欧选择; C_1 的范围为 $0.01 \sim 0.1\mu\text{F}$, C_2 的范围为 $22\text{nF} \sim 0.1\mu\text{F}$ 。

第十三章 其他形式的振荡器

第一节 不用 RC 的振荡器（运放型）

绝大部分振荡器电路都会有 RC 或 LC ，必不可少的是电容 C 。不用 RC 的振荡器电路是基于运放固有频率特性工作的。利用单极点增益特性的运放就可以不用外接电阻和电容。

对于图 13.1 或图 13.2 所示电路，其传递函数为

$$A_F(s) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{s^2 / (B_1 B_2) + 1}$$

式中， $s = j\omega$ ； B_1 和 B_2 分别为 A_1 和 A_2 的增益带宽乘积。当使用双运放（如 TL082）或相同型号的运放时，可认为 $B_1 = B_2 = B$ ，因此可得

$$\omega = \sqrt{1 - \frac{1}{A_F} B} \quad \text{或} \quad f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{A_F} B}$$

由于电源电压的不同， A_F 、 B 也不同，因此，随着电源电压的变动，电路的振荡频率也不同。特别是用 TL082 组成的电路，当电源电压变动时，其频率的变化较大。

由双运放 TL082 组成的振荡电路如图 13.1 所示，由两个 $\mu A741$ 运放组成的振荡电路如图 13.2 所示。这两个振荡电路都必须使用正、负双电源（ $\pm U_s$ ），否则电路不会振荡。值得注意的是，两个电路的 U_i 端（3 脚）接地时，电路才会振荡。

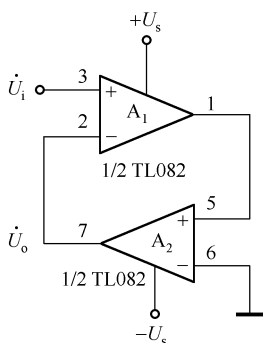


图 13.1 由双运放 TL082 组成的振荡电路

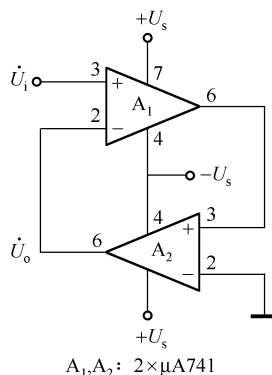


图 13.2 由两个 $\mu A741$ 运放组成的振荡电路

由 TL082 组成的振荡电路，其振荡频率与正、负电源电压的关系曲线如图 13.3 所示。当电源电压为 $\pm 15V$ 时，频率为 251.5kHz；随着电源电压的下降，振荡频率却增加了，下降至 $\pm 3V$ 时，频率上升为 544.8kHz。

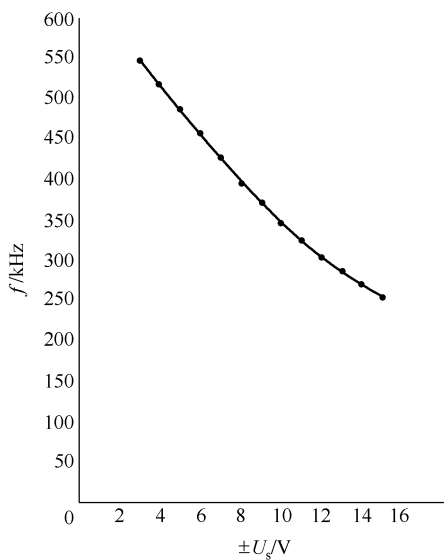


图 13.3 由 TL082 组成的振荡器的 f 与 $\pm U_s$ 的关系曲线

对于由 $\mu\text{A}741$ 组成的振荡器，由电源电压变化引起的振荡频率变化较小，其振荡频率基本稳定，电压由 $\pm 5\text{V}$ 变化到 $\pm 15\text{V}$ 时，频率保持在 $112 \sim 114\text{kHz}$ 。其原因是， $\mu\text{A}741$ 由电源的变化引起的 A_F 、 B 的变化不大。

这里，振荡频率是指输出电压对地之间的频率。

第二节 不用 RC 的振荡器（反相器型）

利用 CD4069 中的三节反相器组成的闭环反馈电路，能产生正反馈，形成一个自激振荡电路。

由非门组成的振荡器电路如图 13.4 所示。该电路的振荡频率和电源电压有关，电源电压低其振荡频率也低，随着电源电压的升高，振荡频率也随之升高，它们之间的关系见表 13.1。

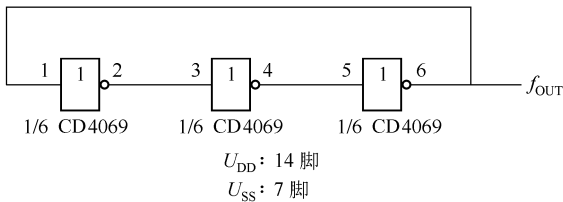


图 13.4 由非门组成的振荡器

表 13.1 振荡频率 f 与电源电压 U_s 的关系

电源电压 U_s/V	振荡频率 f/MHz
3	0.570
4.5	2.392
6	4.407
9	6.932
12	8.426
15	9.101

注：反相器的个数为 3。

利用 CD4049 中的三节缓冲反相器也可组成振荡电路，只是其振荡频率较高，约为 $22.31 \sim 22.34\text{MHz}$ （电源电压为 9V ）。

实验证明，由与非门组成的三节反相器闭环电路，不起振。

不用 RC 的反相器组成的振荡器，反相器的个数需为奇数，而且由 1 个反相器组成的振荡器很难起振。当反相器的个数增加时，在相同的电源电压下，其振荡频率有所降低。例如，由 5 个反相器组成的振荡器，其振荡频率 f 与电源电压 U_s 的关系见表 13.2。

表 13.2 振荡频率 f 与电源电压 U_s 的关系

电源电压 U_s/V	振荡频率 f/MHz
3.0	0.462
4.5	1.797
6.0	2.992
9.0	4.512
12.0	5.442
15.0	5.937

注：反相器的个数为 5。

第三节 LM567 双频振荡器

由 LM567 组成的双频振荡器如图 13.5 所示。电路的振荡频率由外接定时电阻 R 和外接定时电容 C_2 决定，当 R 和 C_1 值确定后，电路的振荡频率基本由 C_2 确定。 $R = 10\text{k}\Omega$ ， $C_1 = 1\mu\text{F}$ 时，改变 C_2 的容值，其振荡频率实测值见表 13.3。由实验数据可以看出 $f_{02} = 2f_{01}$ 。

因此，该电路是一个倍频器或分频器电路。

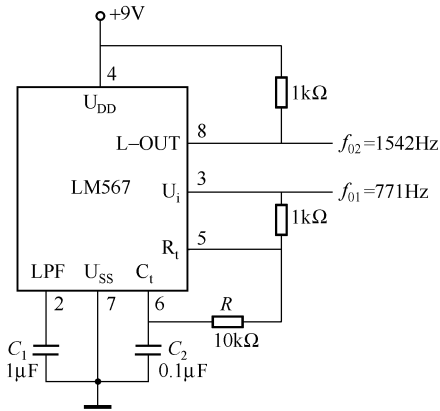


图 13.5 由 LM567 组成的双频振荡器

表 13.3 定时电容 C_2 与频率的关系

$R/\text{k}\Omega$	$C_1/\mu\text{F}$	$C_2/\mu\text{F}$	f_{01}/kHz	f_{02}/kHz
10	1	0.1	771	1542
10	1	0.2	362	724
10	1	0.33	224	448
10	1	0.47	181	365
10	1	0.68	113	228
10	1	0.82	95	194
10	1	1	74	157
100	1	1	7.3	15.4

当 $C_1 = 1\mu\text{F}$ ， $C_2 = 0.1\mu\text{F}$ 时，改变 R 值，其振荡频率也随之变化。 $R = \infty$ （开路）时， $f_{01} = f_{02} = 0\text{Hz}$ ； R 变小时，振荡频率增加。当 $R = 100\text{k}\Omega$ 时， $f_{01} = 7.3\text{kHz}$ ， $f_{02} = 15.4\text{kHz}$ ；当 $R = 0$ （短路）时， $f_{01} = 5774.4\text{kHz}$ ， $f_{02} = 2933.9\text{kHz}$ ，而且振荡频率也不稳定。只有在 5、6 脚之间接有限值电阻时，振荡频率才稳定。

R 值不能过大。实验证明， R 值不能大于 $1.5\text{M}\Omega$ （ $R = 1.5\text{M}\Omega$ ， $f_{01} = 1.5\text{kHz}$ ， $f_{02} = 3.2\text{kHz}$ ），否则 f_{01} 、 f_{02} 都等于零。

该双频振荡器的输出频率比较稳定，通过改变 R ，可使输出频率为几赫兹到上万赫兹，

在实践中有广泛的用途。

第四节 应用单晶体管的振荡器

1. 单晶体管弛张振荡器

图 13.6 所示是典型的单晶体管弛张振荡器。电路具有下列优点：

- ① 脉冲重复频率选择的范围广。
- ② 频率选择容易。
- ③ 温度变化时工作比较稳定。

电路的振荡频率由下式近似计算：

$$f = \frac{1}{R_T C_T \ln \frac{1}{1-\eta}}$$

式中， η 为单晶体管的分压比； R_T 的选择范围较宽，约为 $5 \sim 2\text{M}\Omega$ ； C_T 的选择范围约为 $5\text{nF} \sim 10\mu\text{F}$ 。

图 13.7 所示是单晶体管振荡器的设计曲线，也是频率与 R_T 、 C_T 的关系曲线。由图 13.7 可方便直观地设计出弛张振荡器电路。例如，选择 $R_T = 10\text{k}\Omega$ ， $C_T = 0.2\mu\text{F}$ ，由曲线查出振荡频率为 $f = 640\text{Hz}$ ($\eta = 0.56$)； $f = 450\text{Hz}$ ($\eta = 0.68$)。虽然购置的单晶体管的分压比 η 未知，但由此曲线设计的电路基本满足工程需求。

单晶体管振荡器常用于晶闸管的触发电路。

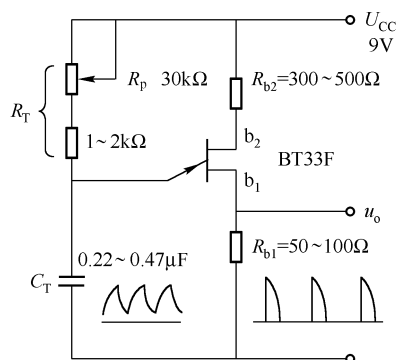


图 13.6 单晶体管弛张振荡器

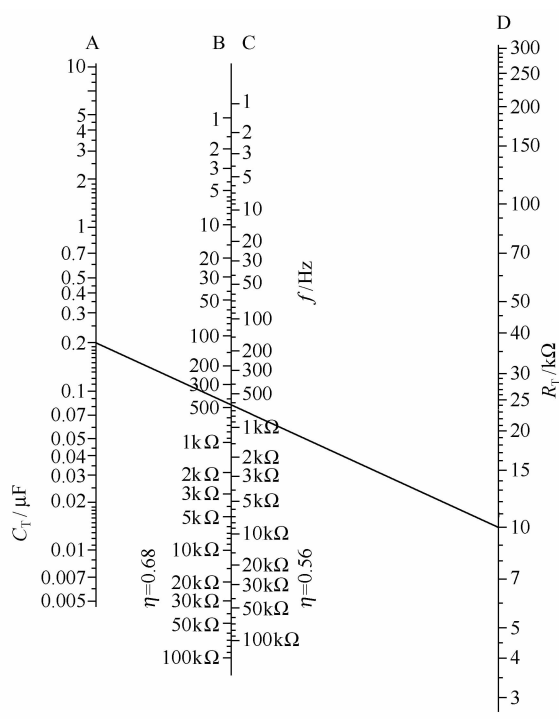


图 13.7 单晶体管振荡器的设计曲线

2. 单结晶体管多谐振荡器

由单结晶体管组成的多谐振荡器电路如图 13.8 所示。电路的振荡频率 $f = 10\text{kHz}$ ，输出幅度约为 3.7V 。

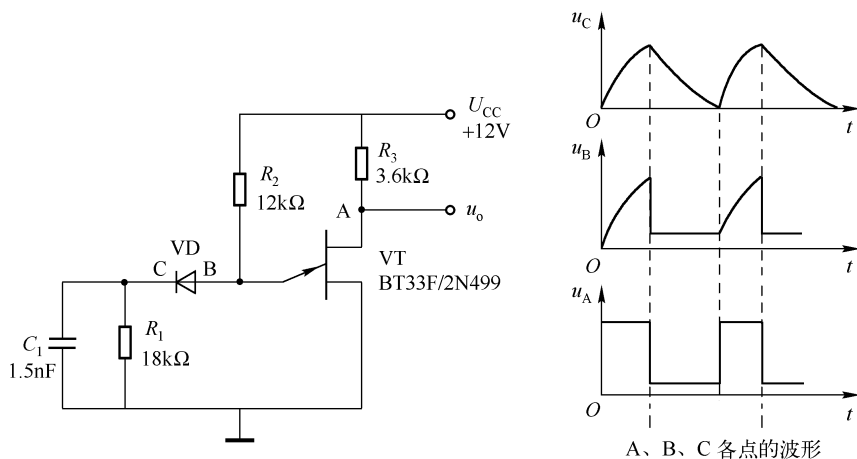


图 13.8 单结晶体管多谐振荡器

3. 由单结晶体管组成的压控振荡器

单结晶体管组成的压控振荡器电路如图 13.9 所示。VT₁ - R₁ 组成恒流源，恒流的大小由外接直流电压 U_i 来控制。恒流源对 C 充电，当 C 达到峰值电压 U_p 时，单结管 VT₂ 导通，C 迅速通过 VT₂、R₂ 放电。

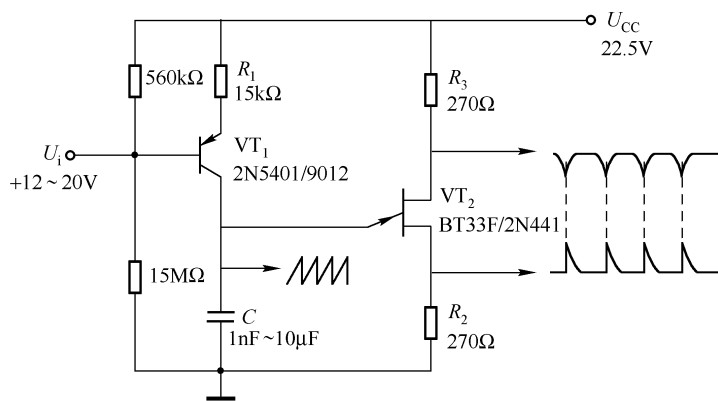


图 13.9 由单结晶体管组成的压控振荡器

电路的振荡频率为

$$f = \frac{2}{R_1 C} \left(1 - \frac{U_i}{U_{CC}} \right)$$

式中， U_i 为外接直流控制电压； U_{CC} 为电源电压。

电路的输入阻抗较高。电容 C 从 1nF 变化到 $10\mu\text{F}$ ， f 约从 20kHz 变化到 10Hz 。

第五节 具有控制端的振荡器

具有控制端的振荡器电路如图 13.10 (a)、(c)、(d) 所示。三个电路的控制端 E 接高电平时，电路振荡；反之，电路停振。

图 13.10 (a) 所示电路由两个 2 输入端与非门组成， 680Ω 电阻与两个与非门组成 2 个反相放大器，放大器的一个输入端和另一个输出端之间接一个电容 C ，使门的输出是高电平还是低电平不确定，从而产生振荡。

C 的范围为 $100\text{pF} \sim 10\mu\text{F}$ ，电路的脉冲周期为 $200\text{ns} \sim 15\text{ms}$ ，选择不同的 C 值可得到不同的振荡周期，如图 13.10 (b) 所示。

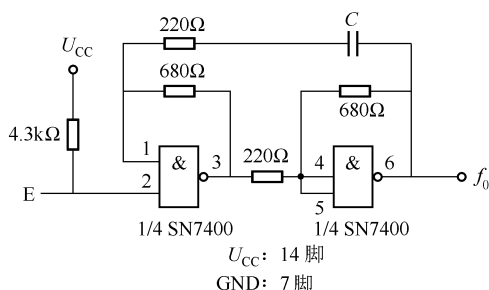
设计要点如下：

① 选择 C 。由于 C 两端所加的电压极性是变化的， C 应选择无极性电容，如云母电容、聚酯电容或无极性电解电容。

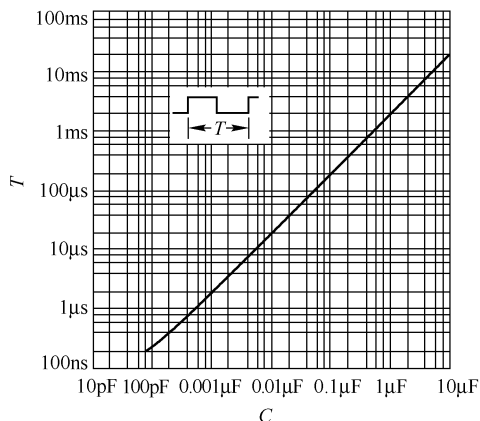
② 电路的电源应接旁路电容。

③ 用 SN7400 与非门，电路的振荡频率不超过 10MHz ；若需提高振荡频率，应选用肖特基集成电路，如 SN74S00 或 SN54S00。

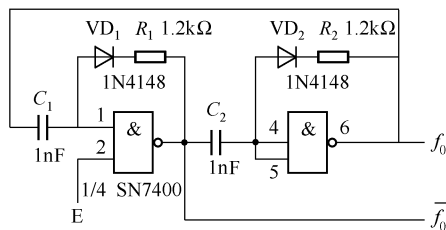
图 13.10 (c) 所示电路中的两个反相放大器均接入二极管，起波形的整形作用，它使



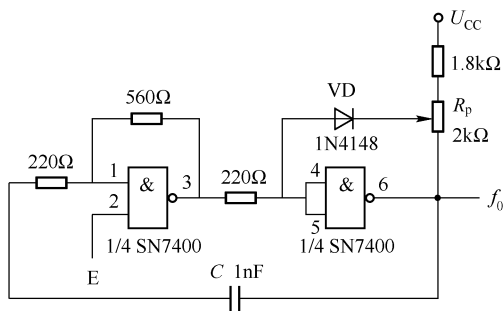
(a) 由两个与非门组成的电路



(b) 图 (a) 电路的 C - T 关系曲线



(c) 带二极管的与非门电路



(d) 宽可调频率范围电路

图 13.10 具有控制端的振荡器

R_1 和 R_2 只提供充电回路，而不提供放电回路。由于充电时间常数取决于 R_1 、 C_1 、 R_2 和 C_2 ，使振荡波形具有较快的上升沿。

电路振荡频率的经验公式为

$$f = 250 \times 10^{-6} C$$

式中， C 的单位为 F 时， f 的单位为 Hz。

图 13.10 (d) 所示电路中加入电位器 R_p ，可使频率在很宽的范围内改变。

第六节 由 SN74121 组成的方波发生器/振荡器

SN74121 是非重触发单稳态触发器，它和 SN74221、SN74LS221 功能相似，引脚排列如图 13.11 所示。

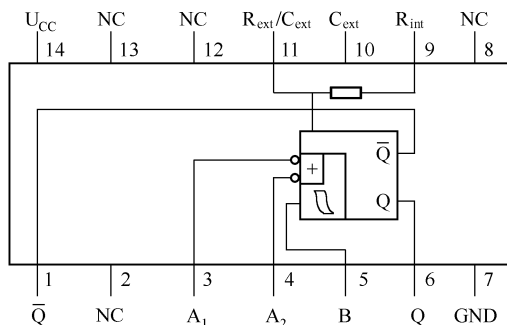


图 13.11 SN74121 的引脚排列

1. 各引脚功能

- U_{CC} (14 脚)：电源端；
- GND (7 脚)：地；
- A_1 (3 脚)、 A_2 (4 脚)：上升沿触发端，两者功能相同；
- B (5 脚)：下降沿触发端；
- R_{ext}/C_{ext} (11 脚)：外接电阻/电容端；
- C_{ext} (10 脚)：外接电容端；
- R_{int} (9 脚)：内接电阻端；
- Q (6 脚)、 \bar{Q} (1 脚)：分别为输出端和反相输出端；
- NC：空脚。

2. 设计要点

设计电路时需注意以下几个端子的用法：

① A_1 、 A_2 为下降沿触发端，B 是上升沿触发端。当 A_1 或 A_2 输入脉冲时，应使 $B = 1$ ，电路下降沿触发。

② 当 B 端输入脉冲时，应使 $A_1 = 0$ 或 $A_2 = 0$ 或 $A_1 = A_2 = 0$ ，电路上升沿触发。

③ 触发后，输出脉冲的宽度为 $t_w = R_{ext} C_{ext} \ln 2 \approx 0.7 R_{ext} C_{ext}$ 。为了使输出脉冲宽度不变窄，应避免选择占空比太大的触发脉冲。

3. 应用电路

(1) 方波发生器

由 SN74121 组成的方波发生器如图 13.12 所示。它是由两个 SN74121 串接反馈构成闭环控制的脉冲发生电路，在 Q 端输出方波，其振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{0.69(R_1 C_1 + R_2 C_2)}$$

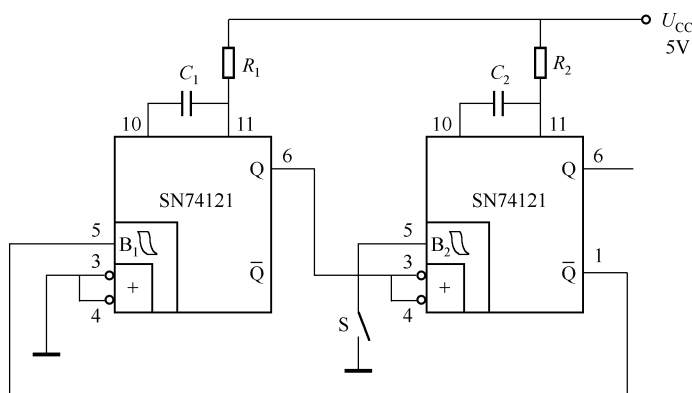


图 13.12 方波发生器

调节外接元件 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 的数值，便可得到不同重复频率的方波；改变 R_1 和 R_2 的比值，可得到不同占空比的方波。

适当选择阻容元件，可以得到频率很低的方波。例如， $R_1 = 1.4\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 30\text{k}\Omega$ ， $C_1 = C_2 = 1000\mu\text{F}$ ，能得到频率低至 0.05Hz 的方波。

若接通电源后没有方波输出，可将 B_2 端瞬时接地使其振荡。

(2) 振荡器

利用单块 SN74121 可以组成方波振荡电路，如图 13.13 所示。电路中的开关 S 瞬时接地可达到起振目的。

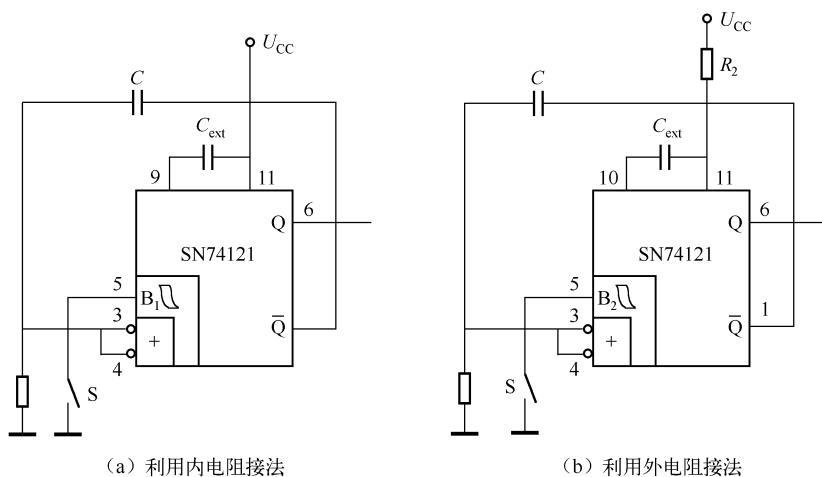


图 13.13 SN74121 振荡器

(3) 延时电路

在数字系统中，常常需要对特定的脉冲信号作定量的延迟，图 13.14 所示是用 SN74121 组成的延时电路及其各点波形。延迟时间由 R_{ext} 、 C_{ext} 值确定；输出脉冲宽度由微分元件 R 、 C 值决定。

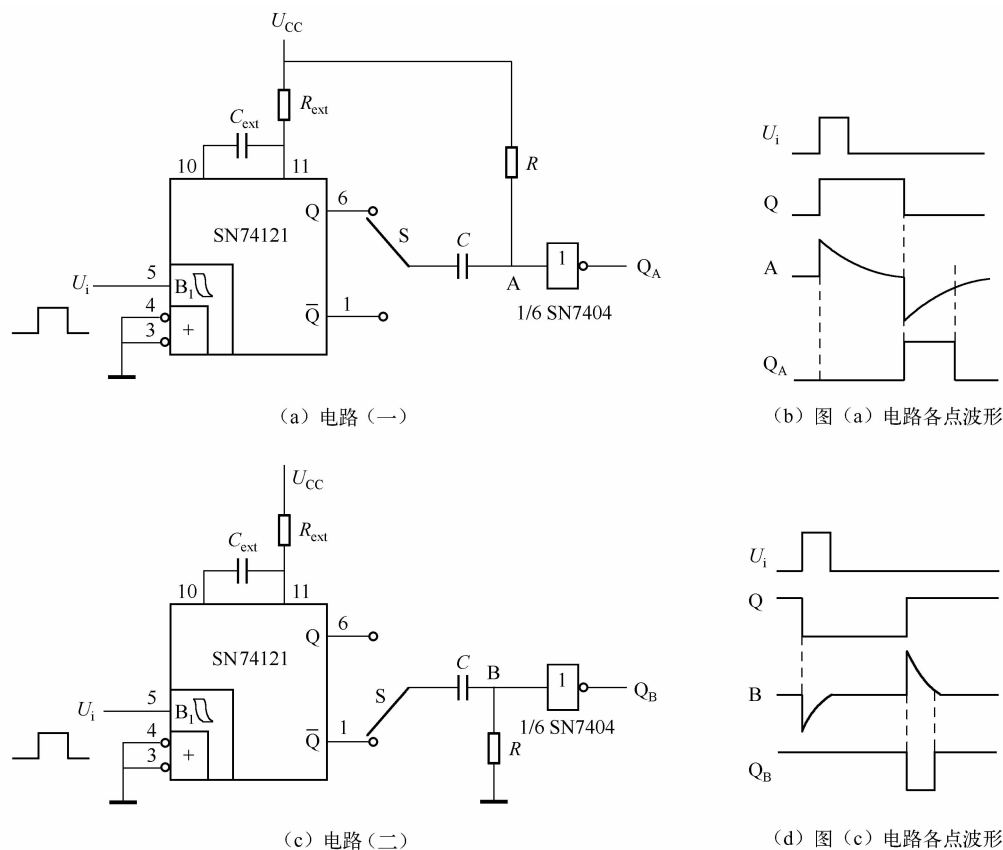


图 13.14 延时电路及其波形

第十四章 函数与阶梯波发生器设计及实用电路

函数发生器是能输出一种或多种波形且波形能用函数表达的一种振荡电路。

第一节 简单的方波发生器设计

本节将介绍简单的对称方波发生器电路的结构及设计方法。

一、对称方波发生器的结构

对称方波发生器电路如图 14.1 所示，它由通用运算放大器、阻容元件、二极管 - 稳压管桥路限幅器组成。

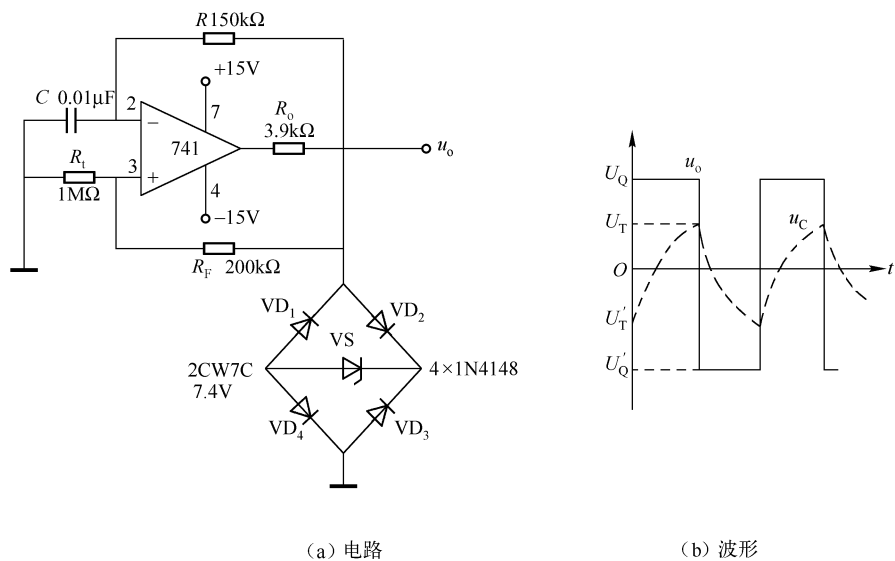


图 14.1 简单的方波发生器

运放接成迟滞比较器，反相端与输出端之间接 RC 负反馈回路，同相端通过 R_f 和 R_i 引入适量的正反馈。

二、电路设计方法

1. 输出方波的幅值设计

输出方波的幅值由稳压管和四个二极管组成的限幅器电路确定。方波的正、负幅值分别为

$$U_Q = U_W + 2U_D, \quad U'_Q = -(U_W + 2U_D)$$

式中, U_W 为稳压管的稳压值; U_D 为二极管的正向压降。选择稳压管 2CW7C, 其稳压值为 $U_W = 7.4\text{V}$; 选开关二极管 1N4148, 正向压降均为 $U_D = 0.60\text{V}$ 。

限幅器的正向幅值 $U_Q = 8.6\text{V}$, 负向幅值 $U'_Q = -8.6\text{V}$, 正、负向幅值相等。

2. 输出频率的设计

电路输出正向幅值的时间为 $t_1 = RC \ln(1 + 2R_l/R_F)$, 输出负向幅值时间为 $t_2 = RC \ln(1 + 2R_l/R_F)$ 。因此, 电路输出为对称方波。输出频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2R_l/R_F)}$$

选择不同的 R 、 C 、 R_l 和 R_F 值可设计出不同频率的输出方波。

3. 输出幅值与频率的调整

输出幅值由稳压管和二极管确定; 改变 R 或比值 R_l/R_F 可调节振荡频率。幅值与频率调节各自独立, 互不影响。

4. 振荡频率范围

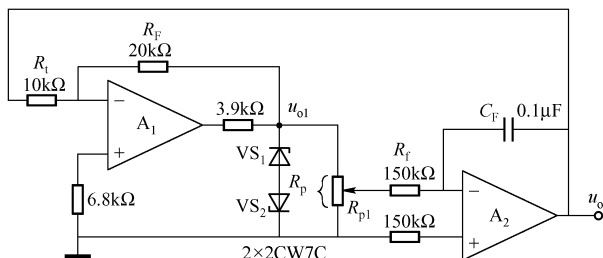
电路的频率 $f = 10\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 时, 电路均能良好地工作。运放器件的上升速率 SR 越大, 方波的前后沿越陡, 方波的质量越好。

运放的电源选择为 $\pm 15\text{V}$ 为宜。

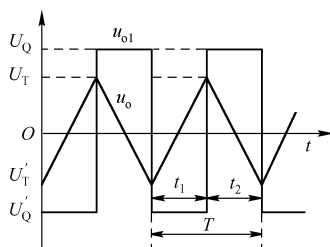
第二节 对称方波和三角波发生器的设计

一、对称方波和三角波发生器电路的结构

对称方波和三角波发生器电路由迟滞比较器 A_1 和反相积分器 A_2 等组成, 如图 14.2 所示。 A_1 和 A_2 共同组成正反馈电路, 形成自激振荡器。 A_1 输出方波, A_2 输出三角波。



(a) 电路



(b) 波形

图 14.2 对称方波和三角波发生器

二、对称方波和三角波发生器电路的设计

1. 幅值设计

(1) 方波幅值设计

对称方波的正、负向幅值由稳压管 VS 的稳压值 U_W 决定, 即

$$U_Q = U_W, \quad U'_Q = -U_W$$

选择不同的稳压管, 即可确定不同的输出幅值。本例选用 2DW7C, 其方波的正、负幅值均为 7.4V。

(2) 三角波幅值设计

三角波的幅值由方波电路的上、下门限电位确定, 分别为

$$U_T = \frac{R_1}{R_F} U_W$$

$$U'_T = -\frac{R_1}{R_F} U_W$$

式中, U_W 为稳压器的稳压值。

2. 振荡频率的设计

方波的负向幅值对应的时间为 $t_1 = 2R_1 R_f C_F / (a_p R_F)$; 正向幅值对应的时间为 $t_2 = 2R_1 R_f C_F / (a_p R_F)$ 。因此, 振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{R_F}{4R_1 R_f C_F} a_p$$

式中, a_p 为电压器的分压比, $a_p = R_p / R_{p1}$ (见电路图)。

3. 输出幅值与频率的调整

① 选用不同稳压值的稳压管, 其输出幅值也不同, 即选用不同的 U_W 值可调节方波的幅值, 但同时也改变了三角波的幅值。

② 改变比值 R_f / R_F , 可调节三角波的幅值, 不影响方波的幅值, 但影响振荡频率。

③ 改变 R_p 的分压比 a_p 和积分器的积分时间常数 $R_f C_F$ 可调节振荡频率, 不影响输出波形幅值。

一般用 $R_f C_F$ 进行频率量程的切换, 用 R_p 进行量程内的频率细调。

④ 电路最高振荡频率受积分运放的上升速率 SR 和最大输出电流的限制, 最低振荡频率取决于积分漂移。

第三节 斜波电压发生器设计

斜波电压发生器又叫电压扫描发生器、锯齿波发生器、自激扫描发生器等。

一、自激斜波电压发生器电路的结构与原理

1. 电路结构

自激斜波电压发生器电路如图 14.3 所示, 它由镜像电流源 VT_1/VT_2 、电子开关 VT_3 、电容 C 、跟随器 A_1 、双稳态电路 G_1/G_2 、比较器 A_2/A_3 等组成。

2. 工作原理

VT_1 和 VT_2 组成镜像电流源, 最好选择在同一芯片上的对管或选择漏极特性近似相同的 N 沟道增强型 MOSFET。 VT_1 提供 I_1 , VT_2 提供 I_2 (由 R_p 调节), 应使 $I_1 = I_2$ 。

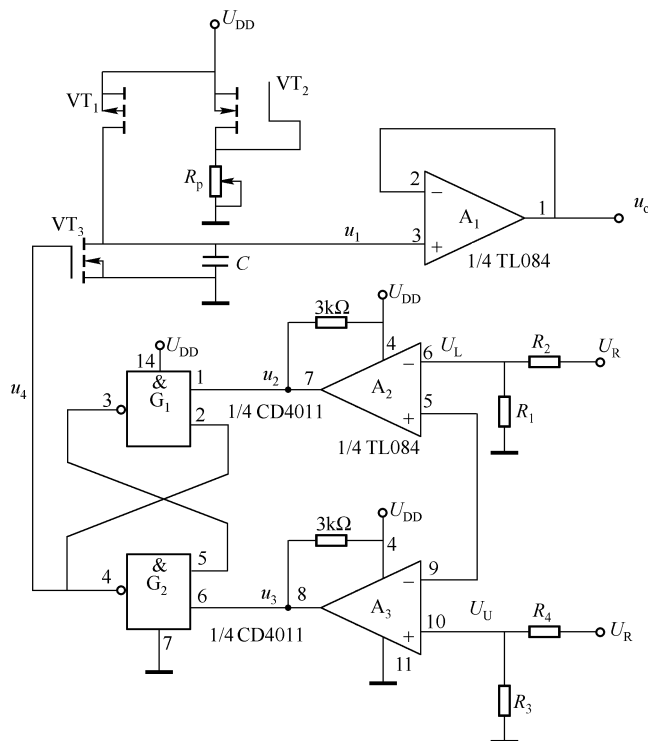


图 14.3 自激斜波电压发生器

在斜波形成期间 (t_1), VT_3 截止, 恒流 I_1 对 C 充电, 形成精确的线性斜波。高输入阻抗运放 A_1 不影响镜像充电电路。在 C 上建立起的斜波电压 U_o 同时出现在 A_1 的输出端。当 U_o 上升到斜波的上限电平 U_U 时, 比较器 A_3 的输出变为低电平, VT_3 导通, C 通过 VT_3 迅速放电; 当 U_o 放电到斜波的下限电平 U_L 时, 比较器 A_2 的输出变成低电平, 再次触发双稳电路, 使 VT_3 开始形成下一个斜波。

上、下跳变电平 U_U 和 U_L 分别由 $R_1 - R_2$ 和 $R_3 - R_4$ 对基准电压 U_R 的分压决定。

二、斜波电压发生器设计

1. 斜波电压的幅值

斜波电压的幅值 $U_m = U_U - U_L$, U_U 为斜波的上限跳变电平, $U_U = R_3 U_R / (R_3 + R_4)$; U_L 为斜波的下限跳变电平, $U_L = R_1 U_R / (R_1 + R_2)$ 。设计时, 应使 $U_R \leq U_{DD}$ (U_{DD} 为电源电压)。

例如, 要求 $U_m = 5V$, 令 $U_{DD} = 10V$, $U_R = 10V$, $R_3 = 6k\Omega$, $R_4 = 4k\Omega$, 则

$$U_U = 6 \times 10V / (6 + 4) = 6V$$

又令 $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 9k\Omega$, 则

$$U_L = [1 \times 10 / (1 + 9)] V = 1V$$

$$U_m = U_U - U_L = 6V - 1V = 5V$$

2. 斜波的频率

斜波的频率由斜波持续时间 t_1 和斜波返回时间 t_2 确定。

① 斜波持续时间 t_1 为

$$t_1 = R_p C (U_U - U_L) / (U_{DD} - U_{T2})$$

式中, U_{T2} 为 UT_2 FET 的门限电压, 通常为 $2 \sim 3V$, 取 $U_{T2} = 2.5V$ 。

假电位器调节后的阻值 $R_p = 100k\Omega$, $C = 0.1\mu F$, 则

$$t_1 = (100 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}) (6 - 1) s / (10 - 2.5) = 6.7ms$$

② 斜波的返回时间 t_2 为

$$t_2 = R_{DS(ON)} C (\ln U_U - \ln U_L)$$

式中, $R_{DS(ON)}$ 为 FET (VT_3) 的导通电阻。若选用 2SJ363 (为增强型 P-MOS), 其导通电阻 $R_{DS(ON)} = 0.6\Omega$, 则

$$t_2 = 0.6 \times 0.1 \times 10^{-6} \times (\ln 6 - \ln 1) s = 0.1\mu s$$

因此, 得到斜波电压的频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{6.7 \times 10^{-3} + 0.1 \times 10^{-6}} Hz = 150Hz$$

电容 C 的大小对频率的影响极大。

三、斜波电压发生器各点的波形

斜波电压发生器各点的波形如图 14.4 所示。

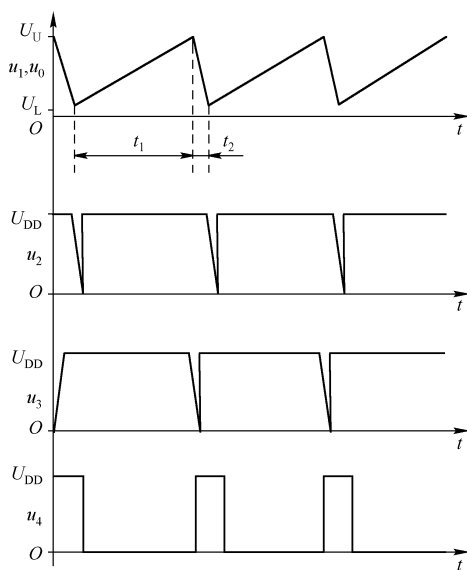


图 14.4 斜波电压发生器各点的波形

四、器件的选择

VT_1 和 VT_2 选择漏极特性近似的 N-MOS 管; VT_3 选 P-MOS 管; 运放需选择输入级为 MOS 电路的高输入电阻的器件, 如 TL080 系列、CA3130、CA3140 等; G_1 、 G_2 选用 CD4011。

五、斜波电压的应用

斜波电压常应用于 PWM (脉宽调节器) 的调制信号, 而 PWM 又是现代 LED 驱动器的亮度调节信号; 斜波电压还常用于示波器或其他设备的扫描电压环节。

第四节 三角波电压发生器设计

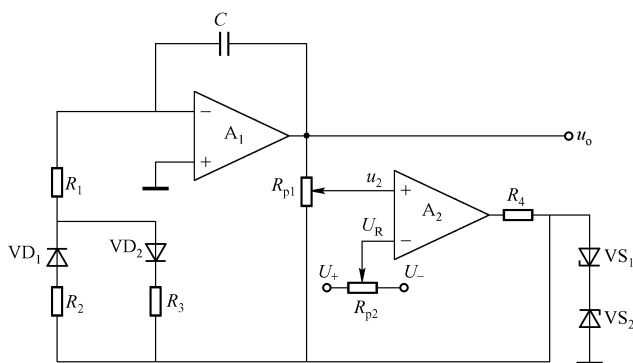
三角波电压发生器具有下列特点：

- ① 独立调节正、负斜率。
- ② 调节峰-峰值幅度时，不影响正、负斜率。
- ③ 调节直流偏压将三角波置于正、负两种电源电压极限内的任何一个位置上。

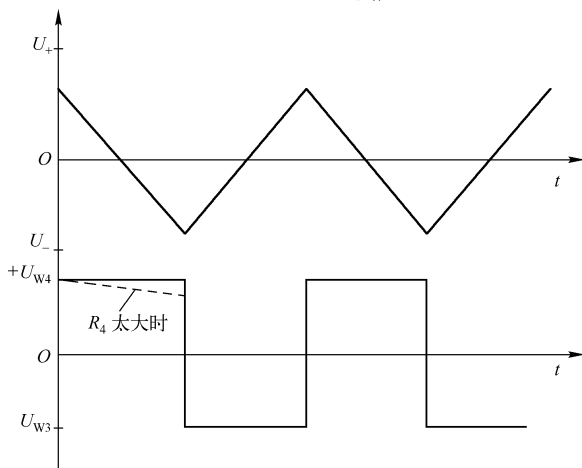
一、三角波电压发生器的电路结构与原理

三角波电压发生器电路如图 14.5 (a) 所示。 A_1 是反相积分器， A_2 是比较器。比较器输出正、负方波，积分器将方波转换成三角波。由于 A_1 是反相积分器，当方波为正时， A_1 产生下降的线性电压；当方波为负时， A_1 产生向上的线性电压。

A_2 输出的方波，由稳压二极管确定其正、负极限值。 A_2 同相端的电位 u_2 取自输出三角波电压的一部分，每当 u_2 达到 A_2 反相端的基准电压 U_R 时，电路就改变状态。电路各点的波形如图 14.5 (b) 所示。



(a) 电路



(b) 电路各点的波形

图 14.5 三角波发生器

二、三角波电压发生器设计

这里举一个实例来说明三角波电压发生器的设计方法和步骤。

试设计一个超低频三角波电压发生器, 要求 $f_{\min} = 0.01\text{Hz}$, 斜波输出电压的变化率为

$$\begin{aligned} |\pm \Delta U / \Delta t|_{\max} &= 10\text{V/s} \\ |\pm \Delta U_o / \Delta t|_{\min} &= 0.01\text{V/s} \end{aligned}$$

电源电压为 $U = \pm 15\text{V}$ 。

设计方法和步骤如下。

1. 确定积分电容 C 的容量

C 的额定值用下列经验公式确定:

$$C \approx 10^{-7} \text{F} / f_{\min} = 10^{-7} \text{F} / 0.01 = 10\mu\text{F}$$

2. 确定稳压二极管 VS_1 、 VS_2

稳压管的稳压值 $U_{\text{W}3}$ 、 $U_{\text{W}4}$ 要满足下式:

$$2\text{V} \leq U_{\text{W}3} \leq U_{\text{W}4} \leq (U_+ - 2\text{V})$$

即要求在 $2 \sim 13\text{V}$ 之间选择稳压管, 这里选用 $1\text{N}4738$ 。在测试电流为 31mA 时, 其击穿电压为 8.2V 。因为 VD_3 、 VD_4 中一个被齐纳击穿, 另一个为正向导通, 所以实际的击穿电压必须是 $0.7\text{V} + 8.2\text{V}$, 故 $U_{\text{W}3} = U_{\text{W}4} = 8.9\text{V}$ 。

3. 确定 R_1

R_1 由下式确定:

$$R_1 \approx \frac{U_{\text{W}} - U_{\text{D}}}{C |\Delta U_o / \Delta t|_{\max}} = \frac{8.9 - 0.7}{10 \times 10^{-6} \times 10} \Omega = 82\text{k}\Omega$$

4. 确定 R_2 、 R_3 和运放 A_1

R_2 、 R_3 为斜率调整电阻, R_2 和 R_3 分别由以下两式确定:

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{U_{\text{W}4} - U_{\text{D}}}{C |\Delta U_o / \Delta t|_{\min}} - R_1 \\ R_3 &= \frac{U_{\text{W}3} - U_{\text{D}}}{C |\Delta U_o / \Delta t|_{\min}} - R_1 \end{aligned}$$

由于 $U_{\text{W}4} = U_{\text{W}3}$, 故 R_2 和 R_3 可用一个式子求出, 即

$$\begin{aligned} R_2 = R_3 &= \frac{U_{\text{W}4} - U_{\text{D}}}{C |\Delta U_o / \Delta t|_{\min}} - R_1 = \frac{8.9 - 0.7}{10 \times 10^{-6} \times 0.01} \Omega - 82\text{k}\Omega \\ &\approx 82\text{M}\Omega \end{aligned}$$

运放 A_1 在如此大的输入电阻下, 必须选择输入级为 FET 的高输入阻抗运算放大器, 否则, 在低扫描速率下, 将影响三角波的精度。因此, 选择 $\text{F157/LF157}/\mu\text{AF157}$ 运放, 其输入电阻 $r_{\text{id}} = 10^{12}\Omega$ 。

5. 确定 R_4

R_4 用于限制 A_2 的输出电流, R_4 用下式确定:

$$R_4 = \frac{U_+ - U_{W4}}{I_{Z2}} = \frac{15 - 8.7}{31 \times 10^{-3}} \Omega = 203 \Omega$$

取额定值 $R_4 = 200 \Omega$ 。

6. 确定 R_{p1} 、 R_{p2} 和运放 A_2

R_{p1} 和 R_{p2} 必须满足

$$10R_4 \leq R_{p1} = R_{p2} \leq 1/(100I_{b2})$$

式中, I_{b2} 为运放 A_2 的偏流。 A_2 选 F741, 其 $I_{b2} = 80 \text{ nA}$, 于是

$$R_{p1} = R_{p2} \leq 1/(100I_{b2}) = 1/(100 \times 80 \times 10^{-9}) = 125 \text{ k}\Omega$$

$$R_{p1} = R_{p2} \geq 10R_4 = 10 \times 203 \Omega = 2030 \Omega$$

因此, 在 $2 \sim 125 \text{ k}\Omega$ 之间选择 R_{p1} 、 R_{p2} , 取 $R_{p1} = R_{p2} = 82 \text{ k}\Omega$ 。

第五节 占空比可调的方波发生器电路设计

电路特点:

- ① 占空比 D 可调范围宽, $D = 1\% \sim 99\%$, 用一只电位器即可进行调节。
- ② 改变占空比时输出脉冲的周期基本不变。

一、占空比可调的方波发生器的电路结构与原理

占空比可调的方波发生器电路如图 14.6 (a) 所示。它是一个比较器电路, 工作原理简述如下:

设反相端和同相端的电位分别为 U_2 和 U_3 , 当 $U_2 < U_3$ 时, 运放输出正饱和电压 $+U_{\text{sat}}$; 当 $U_2 > U_3$ 时, 运放负饱和, 其电压为 $-U_{\text{sat}}$ 。

设 t_0 时输出电压 $u_o = +U_{\text{sat}}$, 有

$$U_3 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_{\text{sat}} = +\frac{U_{\text{sat}}}{2}$$

输出电压 u_o 经 VD_1 和电位器 R_p 的上半部分 $a_p R_p$ 对电容 C 充电, U_2 逐渐增加, 当 $U_2 \geq U_{\text{sat}}/2$ 时, 比较器翻转, u_o 跳变至 $-U_{\text{sat}}$, U_3 也随之跳变到 $-U_{\text{sat}}/2$ 。此时, C 经 R_1 和 VD_2 放电, U_2 渐降, 当 U_2 降至 $-U_{\text{sat}}/2$ 时, u_o 又跳变到 $+U_{\text{sat}}$, 开始下一步循环。

电路各点的波形如图 14.6 (b) 所示。

二、电路设计

1. 输出幅度设计

输出电压 u_o 的正、负幅度为 $\pm U_{\text{sat}}$, $+U_{\text{sat}}$ 为运放的正饱和电压, $-U_{\text{sat}}$ 为运放的负饱和电压。当使用正、负对称电源时, 正饱和电压与负饱和电压的数值相等, 饱和电压 U_{sat} 比电源电压低 1V 左右。电路使用 $\pm 15 \text{ V}$ 电源时, 其正、负饱和电压约为 $\pm 14 \text{ V}$ 。因此, u_o 的幅值基本由电源电压决定。但轨至轨运放除外。

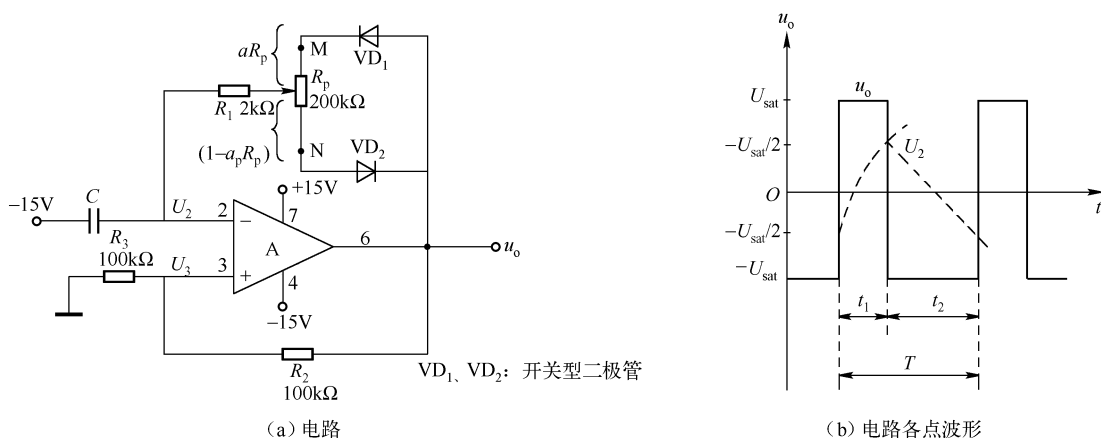


图 14.6 占空比可调的方波发生器

2. 输出方波的占空比和振荡频率的设计

(1) 占空比的设计

输出方波的正向宽度和负向宽度分别为

$$t_{w1} = (a_p R_p + R_1) C \ln \frac{U_{sat} - U_{D1} + U_{sat}/2}{U_{sat} - U_{D1} - U_{sat}/2}$$

$$t_{w2} = [(1 - a_p) R_p + R_1] C \ln \frac{U_{sat} - U_{D2} + U_{sat}/2}{U_{sat} - U_{D2} - U_{sat}/2}$$

当 VD_1 、 VD_2 的正向压降相等时，即 $U_{D1} = U_{D2} = U_D$ ，电路的振荡周期为

$$T = t_{w1} + t_{w2} = (R_p + 2R_1) C \ln \frac{1.5U_{sat} - U_D}{0.5U_{sat} - U_D}$$

占空比为

$$D = \frac{t_{w1}}{t_{w1} + t_{w2}} = \frac{t_{w1}}{T} = \frac{a_p R_p + R_1}{R_p + 2R_1}$$

当 $a_p = 0$ （即 R_p 的滑动触头向上移至 M 点）时，占空比最小，即

$$D_{min} = \frac{R_1}{R_p + 2R_1}$$

由电路的参数 $D_{min} = 2/204 = 0.98\% \approx 1\%$ 可知，当 $a_p = 1$ 时（即 R_p 的滑动触头向下移至 N 点）时，占空比最大，即

$$D_{max} = \frac{R_p + R_1}{R_p + 2R_1}$$

由电路的参数 $D_{max} = 202/204 = 99\%$ ，当 R_1 固定时，调节 R_p 的滑动触头可将占空比在 $1\% \sim 99\%$ 之内调节。

(2) 振荡频率的设计

电路的振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(R_p + 2R_1) C \ln [(1.5U_{sat} - U_D)/(0.5U_{sat} + U_D)]}$$

当采用 $\pm 15V$ 电源时， $\pm U_{sat} \approx \pm 14V$ ， $U_D = 0.7V$ ，于是

$$\ln[(1.5U_{\text{sat}} - U_{\text{D}})/(0.5U_{\text{sat}} - U_{\text{D}})] = 1.17$$

因此

$$f = \frac{1}{1.17(R_{\text{p}} + 2R_1)C}$$

式中， R_{p} 为电位器的额定值（这里取 $R_{\text{p}} = 200\text{k}\Omega$ ）。

因为 $1/[1.17(R_{\text{p}} + 2R_1)]$ 为常数，可知

$$f \propto \frac{1}{C}$$

因此，电路用改变电容 C 容量的方法来改变频率，如图 14.7 所示。

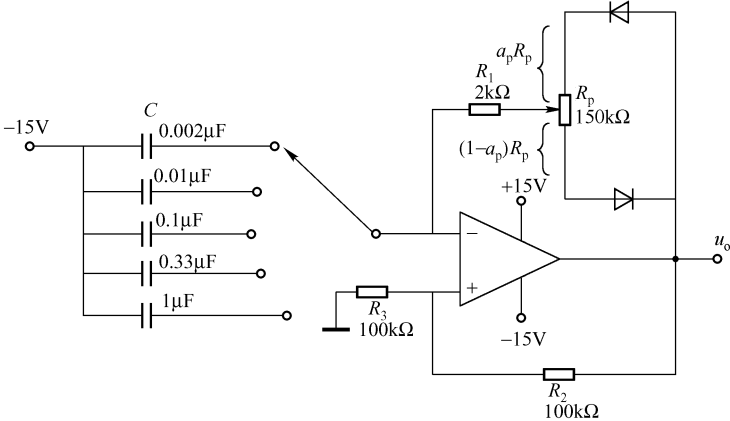


图 14.7 用不同电容值改变占空比和振荡频率的电路

表 14.1 给出了正向脉冲最小宽度 $t_{\text{min}} = R_1 C \ln(203/6.3)$ 、周期 T 、频率 f 的计算值和实测值，输出方波的峰-峰值（条件： $R_{\text{p}} = 150\text{k}\Omega$ ， $a_{\text{p}}R_{\text{p}} = 0$ ）。

表 14.1 占空比可调方波发生器实验结果（ $R_{\text{p}} = 150\text{k}\Omega$ ， $a_{\text{p}}R_{\text{p}} = 0$ ）

$C/\mu\text{F}$	$t_{1\text{min}}/\mu\text{s}$		$T = (t_1 + t_2)/\text{ms}$		$D = t_1/T(\%)$		f/Hz		$U_{\text{o(P-P)}}/\text{V}$
	计算	实测	计算	实测	计算	实测值	计算	实测	实测
0.002	4.7	15	0.360	0.370	1.30	4.05	2778	2703	28
0.01	23.4	20	1.802	1.874	1.30	1.07	555	533.6	28
0.1	234	280	18.019	18.260	1.30	1.53	55.5	54.7	28
0.33	772	790	59.460	52.100	1.30	1.53	16.8	19.2	28
1	2340	2000	180.190	156.000	1.30	1.28	5.6	6.4	28

注：计算值由实测数据计算而得。

三、器件选择

VD_1 、 VD_2 选择开关管，如 2CK 型、1N914、1N4148 等；运放选用通用Ⅲ型均可，如 F007、 $\mu\text{A}741$ 等。

第六节 集成函数发生器 ICL8038 的应用电路

集成电路函数发生器 ICL8038 可归属于电压控制振荡器之列，但它不同于锁相环内的压控振荡器，不仅能产生阶跃函数的方波，而且还能同时产生三角波和正弦波，是一种数字与模拟兼容的函数发生器。

一、ICL8038 的引脚排列及其功能

1. ICL8038 的引脚排列

ICL8038 的引脚排列如图 14.8 所示。

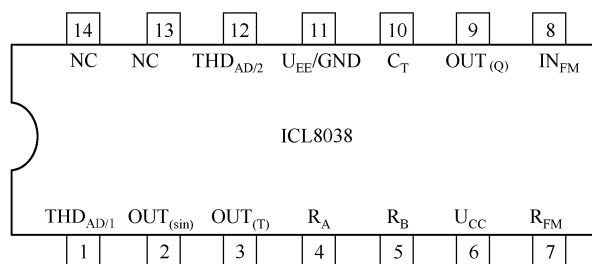


图 14.8 ICL8038 的引脚排列

2. ICL8038 的引脚功能

ICL8038 的引脚功能见表 14.2。

表 14.2 ICL8038 的引脚功能

引 脚 号	符 号	功 能
6	U_{CC}	正电源
11	U_{EE}/GND	负电源/地
2	$OUT_{(sin)}$	正弦波输出
3	$OUT_{(T)}$	三角波输出
9	$OUT_{(Q)}$	方波输出
10	C_T	定时电容，决定振荡频率
7	R_{FM}	扫描输入串接电阻
8	IN_{FM}	扫描输入
1	$THD_{AD/1}$	正弦波失真度调节
12	$THD_{AD/2}$	
4	R_A	定时电阻，决定振荡频率
5	R_B	

二、ICL8038 的应用原理

ICL8038 由两个比较器组成的窗口比较器、R-S 触发器、缓冲器、正弦变换器和两个

电流源等组成,应用时需要外接充、放电电容 C 和相应的电阻。

当外接电容 C 时,电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{3I}{2U_{CC}C}$$

式中, I 为电流源的恒流; C 为定时电容 (外接); U_{CC} 为电源电压。此式只能用于分析不能用于计算。

电路的振荡频率由下式确定:

$$f_0 = \frac{1}{\frac{5}{3}R_A C_T \left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B}\right)}$$

式中, C_T 为接于 10 脚与 11 脚之间的定时电容; R_A 为接于 6 脚 (电源) 和 4 脚的外接电阻; R_B 为 6 脚和 5 脚的外接电阻。

当 $R_A = R_B = R_T$ 时

$$f_0 = \frac{0.3}{R_T C_T}$$

此式用于振荡频率的设计。

三、ICL8038 的特点

- ① 输出的方波、三角波和正弦波的频率漂移小于 $50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。
- ② 输出的正弦波 (在 50% 占空比下) 失真小于 1%。
- ③ 工作频率在 $0.001\text{Hz} \sim 300\text{kHz}$ 范围内可调节。
- ④ 三角波输出线性度优于 0.1%。
- ⑤ 方波输出的占空比可在 2% ~ 98% 之间调节。
- ⑥ 输出方波电平为 4.2 ~ 28V。

电路设计参数如下:

- ① 单电源: 10 ~ 30V;
- ② 双电源: $\pm 5 \sim \pm 15\text{V}$;
- ③ R_A 、 R_B 范围: $1\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 。

四、应用电路

1. 使正弦波失真最小的连接电路

使正弦波失真最小的连接电路如图 14.9 所示,其连接方法如下:

(1) 在 4 脚和 5 脚上分别连接两个等值电阻 ($10\text{k}\Omega$),为使方波占空比为 50%,用一个电位器 R_{p1} 微调 (只有方波对称才能使正弦波对称)。若对 50% 占空比要求不高,可将 R_{p1} 短接。

(2) 用两套微调网络分别对 1 脚和 12 脚进行微调,使输出正弦波对称,具有最小的失真度。一般可将失真度调到 1% 以内。

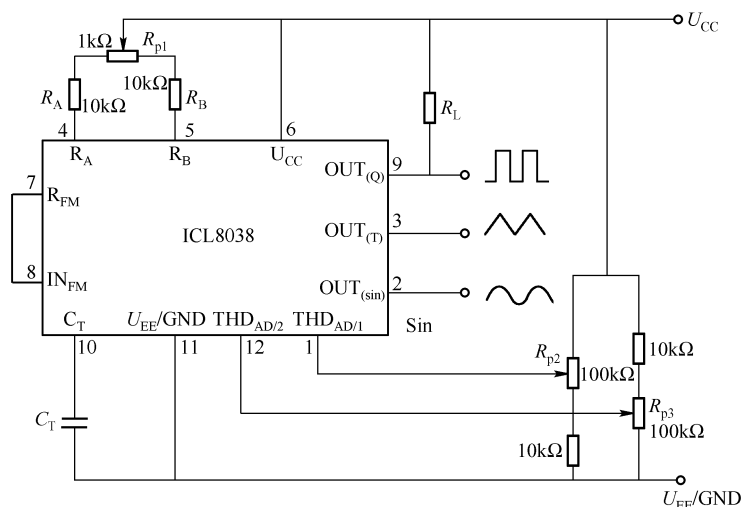


图 14.9 使正弦波失真最小的连接电路

2. 调频信号发生器

调频（FM）信号发生器电路如图 14.10 所示。ICL8038 的输出频率是 IN_{FM} 端外加直流电压（或交变电压）的函数。因此，将电源电压的一部分或全部引入 IN_{FM} 端（用 R_p 调节）就构成了调频信号发生器。

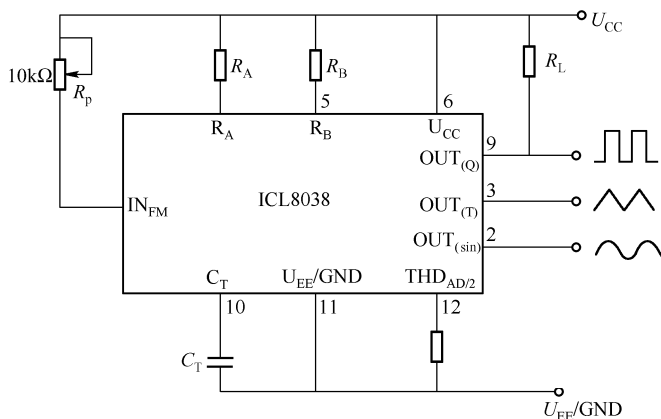


图 14.10 调频（FM）信号发生器

3. 扫频信号发生器

在 ICL8038 的 IN_{FM} 端加上直流缓变电压（如锯齿波、斜波）时，就构成了扫频信号发生器，如图 14.11 所示。

当扫频电压足够大时，电路可获得 1000:1 的频率覆盖。此时， U_{CC} 应取较大值， U_{sweep} （扫描电压）的范围要满足下式：

$$(2U_{CC}/3 + 2V) < U_{sweep} < U_{CC}$$

4. 压控函数发生器

将 ICL8038 的 IN_{FM} 外接电压即可改变函数发生器的频率，电路如图 14.12 所示。

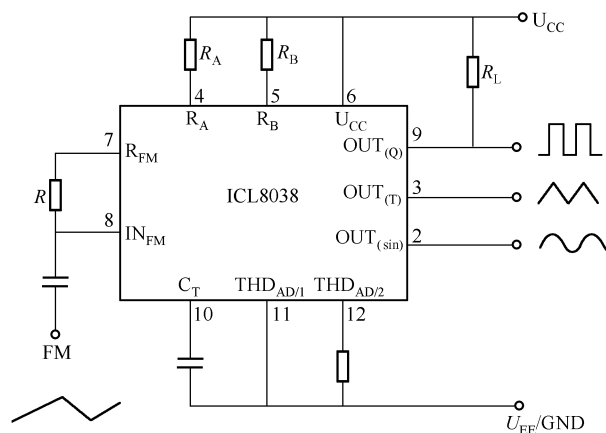


图 14.11 扫频信号发生器

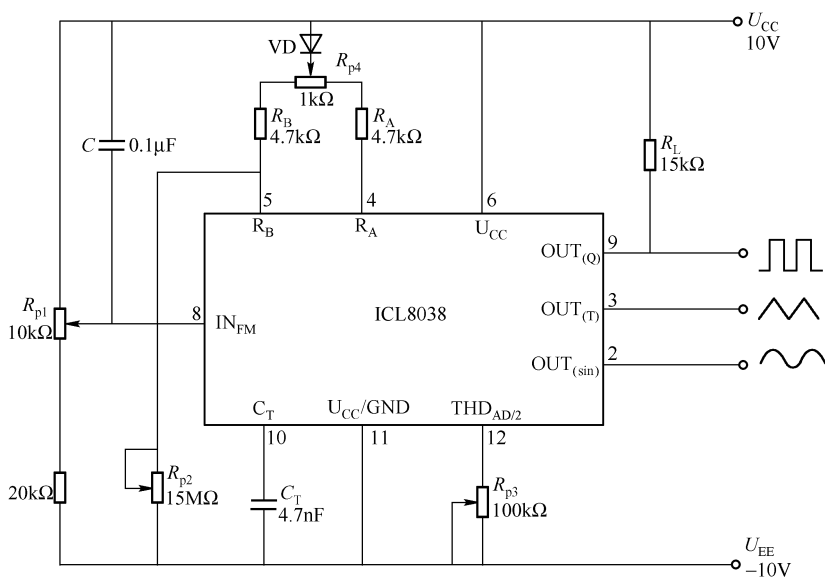


图 14.12 压控函数发生器

外接扫描电压取自正负电源， IN_{FM} 端的电位在 $3.3 \sim 10V$ 之间变化。用 R_{p1} 调节频率，电位器的滑动触头向上，频率增大；触头向下移，频率变小，调节范围为 $20Hz \sim 20kHz$ 。

R_{p2} 用于调节正弦波的失真度。

二极管 VD 的作用是，当 IN_{FM} 端的电位达到最大（ $10V$ ）时，保证 R_A 、 R_B 上仍有几百毫伏的压降，以保证电路正常工作。

5. 线性电压控制函数发生器

线性电压控制函数发生器电路如图 14.13 所示，此电路是一个优良线性控制的压控振荡器。

电路的前置级是一个斩波稳零高精度放大器 ICL7650，其失调电压为 $5 \sim 10\mu V$ ，无需调零。 $2 \times 0.1\mu F$ 可防止运放 7650 自激。运放加到 ICL8038 的 IN_{FM} 端，使其具有更好的线性控制能力。 $\mu A741$ 接成电压跟随器作为正弦波输出缓冲器。稳压管 VS 的作用是限制 ICL8038

IN_{FM} 端的输入电压不低于它的击穿电压。电位器 R_{p1} 用于调节方波的占空比； R_{p2} 用于调节输出正弦波的失真度； R_{p3} 用于低频对称调整。

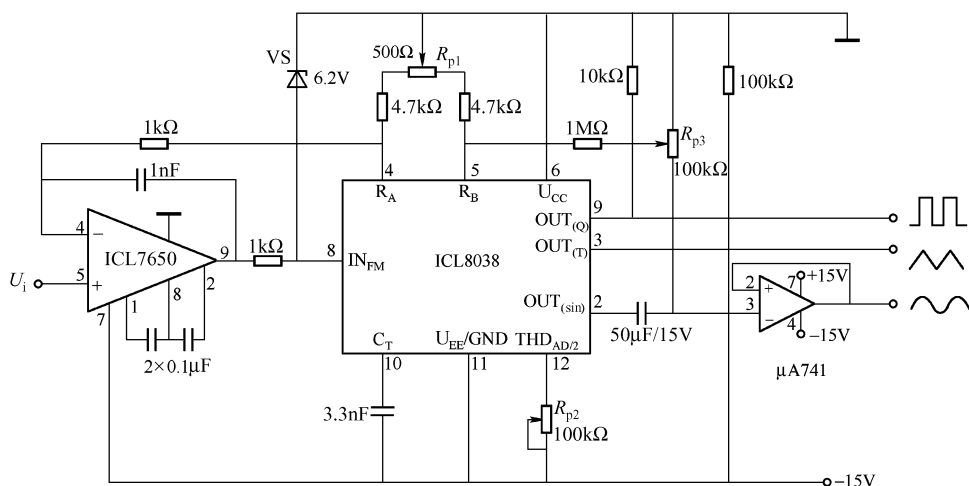


图 14.13 线性电压控制函数发生器

第七节 ICL8038 实用函数发生器

由 ICL8038 函数发生器组成的实用多功能信号发生器电路能输出正弦波、三角波和方波三种波形，它们的幅值与频率均可调节。这是一个实用函数发生器，电路由函数发生器、放大器和电源等组成，如图 14.14 所示。

一、函数发生器

函数发生器由 ICL8038 组成，能输出正弦波、方波和三角波。当 $R_A = R_B = R_T$ 时，ICL8038 的频率为

$$f_0 = \frac{0.3}{R_T C_T}$$

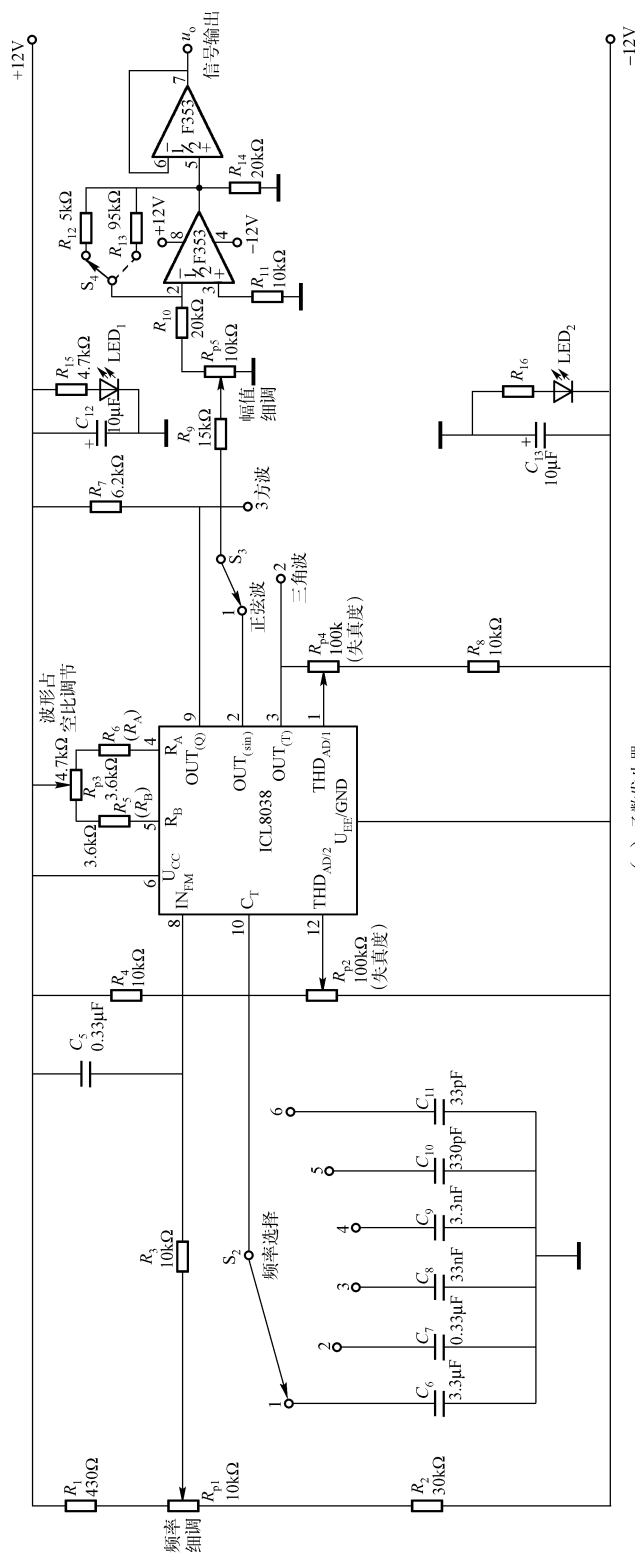
式中， $R_T (R_A = R_B) = 3.6k\Omega$ 。

为了调节频率，将定时电容 C_T 选用 6 个电容 ($C_6 \sim C_{11}$) 来粗调频率。频率粗调分为 6 挡，用多路开关 S_1 选择频率范围，有 10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz 和 1MHz 6 个可调频率范围；用电位器 R_{p1} 进行频率细调。电位器 R_{p3} 用于波形占空比调节。电位器 R_{p2} 和 R_{p4} 用于调节波形的失真度，使输出波形对称、失真度小。

二、放大输出电路

为了使输出波形具有足够的幅值，ICL8038 的三个输出端通过单刀三掷开关 S_3 接运算放大器，由 S_3 选择输出波形。

放大电路由宽带运放 F353 组成。它是双运放，第一级为反相放大器，输入信号由电位



(a) 函数发生器

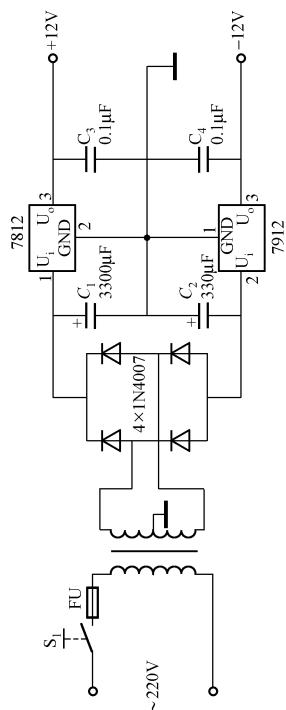
(b) $\pm 12\text{V}$ 电源

图 14.14 ICL8038 实用函数发生器电路

器 R_{p5} 调节, 运放的放大倍数为

$$A_F = -\frac{R_F}{R_i}$$

式中, R_F 为 R_{12} 或 R_{13} , 由单刀双掷开关 S_4 来选择 R_{12} 或 R_{13} , 用于调节输出的幅值; $R_i = R_{p5} + R_{10}$, R_{p5} 可调放大倍数。

F353 的第二级接成电压跟随器, 电路的输入电阻很大。

三、电源电路

ICL8038 和 F353 用双电源 $\pm 12\text{V}$ 供电。 $\pm 12\text{V}$ 电源由 220V 交流电经变压全波整流后,再经集成稳压器 7812 和 7912 稳压得到。正、负电源分别用发光二极管 LED₁ 和 LED₂ 指示。

四、元器件选择

运放选 F353 为双运放器件, 可用 F354 代替, 它们的功能相同, 但引脚不对应。F353 与 LF353 相同。 R_{p1} 、 R_{p2} 应选用多圈 (五圈) $10k\Omega$ 或 $20k\Omega$ 优质电位器。

第八节 其他函数发生器

本节介绍几种实用的斜波发生器电路。

1. 线性斜坡发生器

图 14.15 (a) 所示是线性斜波发生器电路。这个电路结构简单、成本低、性能优良, 输出是一个线性斜波。用示波器观测, 斜波的输出波形如图 14.15 (b) 所示, 其周期 $T = 50\mu\text{s}$, 用数字频率计测得频率为 $f_0 = 20.14\text{kHz}$ 。充电电流 $I_{\text{c}} \leq 1\text{mA}$, 调节 R_{i} 的大小可改变恒流 I_{c} 的大小, 即可改变斜波的斜率。

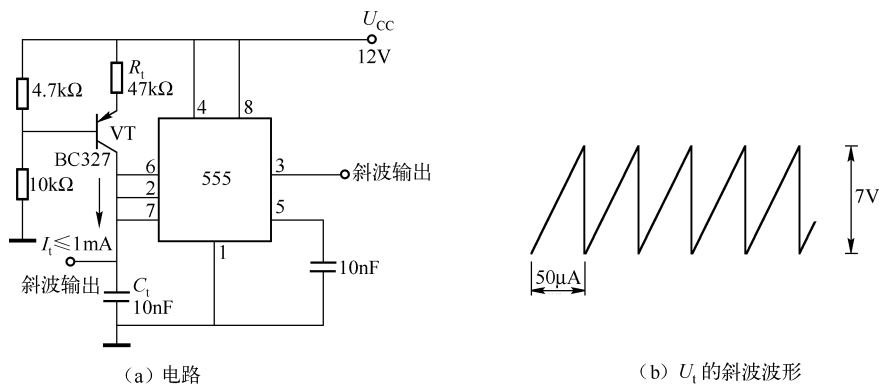
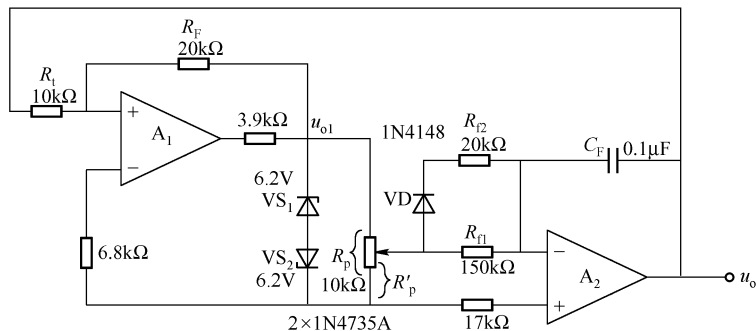


图 14.15 线性斜波发生器电路

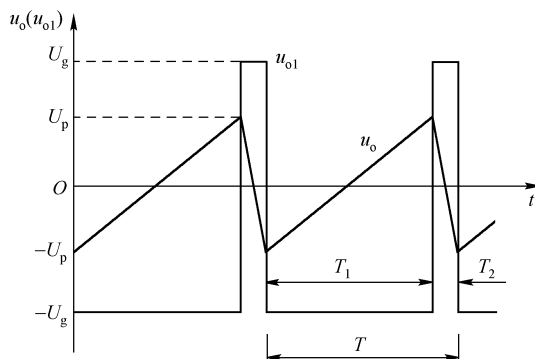
此电路常用于线性脉宽调制、电压-脉宽变换、长周期压控定时等。VT 可选用 2N3906、BC327 等 PNP 型晶体管。

2. 斜波（锯齿波）和脉冲发生器电路

斜波（锯齿波）和脉冲发生器电路由迟滞比较器 A_1 和反相积分器 A_2 等组成，如图 14.16 所示。



(a) 电路



(b) 波形

图 14.16 斜波（锯齿波）和脉冲发生器电路

斜波的峰值为 $U_p = \frac{R_1}{R_F} U_Z$ ， U_Z 为稳压管的稳压值。若波形对称，斜波的峰-峰值为

$$U_{p-p} = 2 \frac{R_1}{R_F} U_Z$$

$$T_1 = \frac{2R_f R_1 C_F}{a_p R_F}$$

$$T_2 = \frac{2R_f (R_{f1} // R_{f2}) C_F}{a_p R_F}$$

式中， a_p 为电位器 R_p 的滑动比， $a_p = R'_p / R_p$ （ R'_p 见电路图中标注）， $a_p = 0 \sim 1$ 。当 R_p 的滑动触点向上滑至最大时 $R'_p = R_p$ ， $a_p = 1$ ；当 R_p 的滑动触点向下滑至最小时 $R'_p = 0$ ， $a_p = 0$ 。

斜波的频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_F (R_{f1} + R_{f2})}{2R_f R_{f1} (R_{f1} + 2R_{f2}) C_F} a_p$$

当 $a_p = 1$ 时， $f = 59.6 \text{ Hz}$ 。调节 R_p 可使频率在 $0 \sim 59.6 \text{ Hz}$ 之间变化。

$T_1 = 0.015 \text{ s} = 15 \mu\text{s}$ ； $T_2 = 1.76 \mu\text{s}$ 。

A_1 、 A_2 可选 $\mu A715$ 、F715；VD 可选 1N4148 等开关二极管；VS 可选 1N4735A 或 2DW7C 等稳压值为 6V 左右的稳压二极管。

3. 由锁相环 LM566 组成的斜波/方波发生器

由 LM566 锁相环组成的斜波/方波发生器电路如图 14.17 所示。在正斜波发生器中，晶体管 VT 的基极由 LM566 的 3 脚驱动，在 C_1 充电结束时，便迅速放电并很快重新充电；负斜波发生器的晶体管基极也由 3 脚驱动，PNP 型晶体管截止时 C_1 缓慢放电，放电结束后迅速充电。

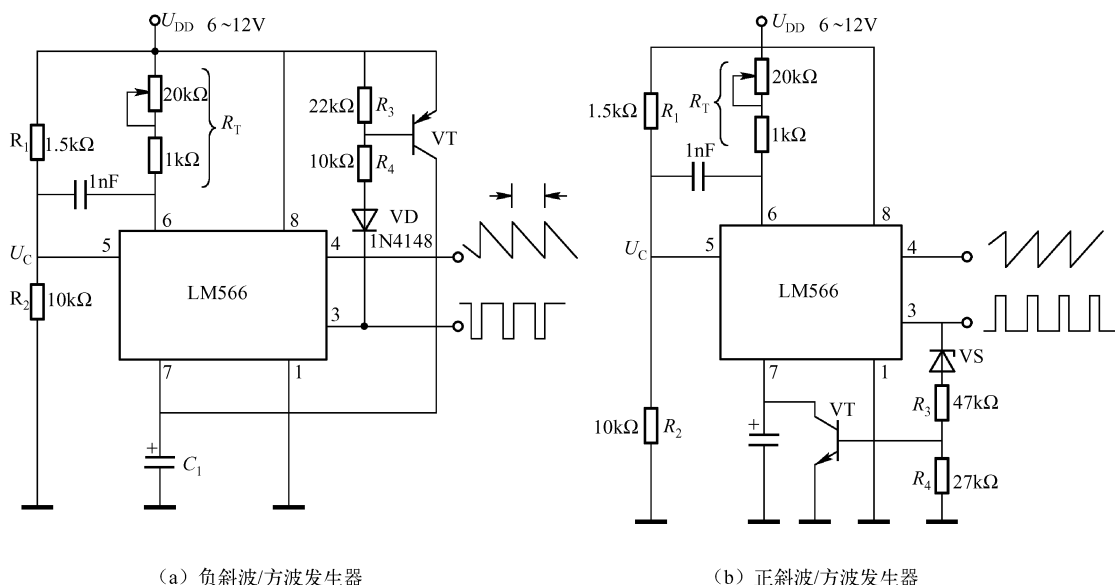


图 14.17 由锁相环 LM566 组成的斜波/方波发生器电路

电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{U_{DD} - U_C}{R_T C_1 I_{DD}}$$

U_C 为 5 脚上的分压值。即 $U_C = [(R_2 / (R_1 + R_2)) U_{DD}]$ 。

C_1 选择范围较宽，几乎可选择任意值；NPN 型晶体管可选择 9013、9014 等；PNP 型晶体管可选择 9015、9012 等。VS 的稳压值应比 U_{DD} 低。

4. 精密斜波（锯齿波）发生器

由 D/A 转换器 DAC08EQ（或 5G08）、二进制计数器 74HC161、运算放大器 TL082 和晶体振荡器（MC14069 和 256MHz 晶体）等组成的斜波（锯齿波）发生器电路如图 14.18 所示。

晶体振荡器由晶体、非门组成，它能产生精确的 256MHz 的时钟方波信号。时钟信号输入至两个二进制计数器的时钟端 2 脚，计数器开始计数，从 0 开始每计一个脉冲，经高速 D/A 转换器的转换就输出一个模拟电压。当计数器的计数值达到最大后就返回到 0，而 D/A 转换器输出的模拟电压也返回至 0，输出电压再重新缓慢增大，如此不断地反复，在输出端便得到高精度的斜波（锯齿波）电压。

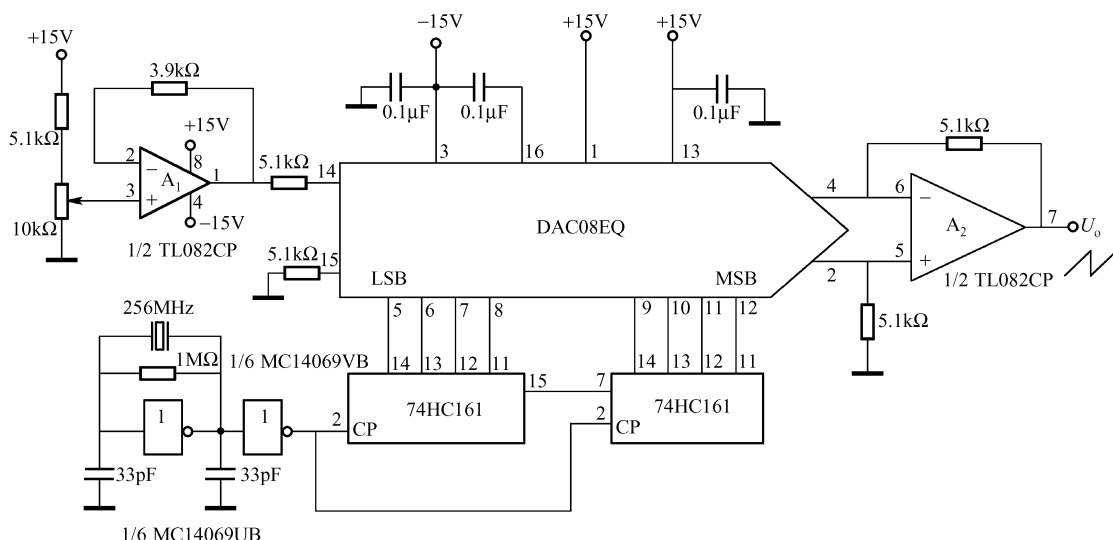


图 14.18 精密斜波（锯齿波）发生器电路

5. 由一片 74HCU04 制作的函数发生器

由一片 74HCU04 制作的函数发生器电路如图 14.19 所示。74HCU04 是 CMOS 高速反相器电路，其内部含有六个反相器。第一个反相器 U_{1a} 和电容 C_1 组成米勒积分电路；非门 U_{1b} 、 U_{1c} 、 R_2 和 R_3 组成斯密特电路，其输出分为两路，一路通过 R_1 负反馈至米勒积分器的输入端，另一路送至由 U_{1a} 和 U_{1c} 并联组成的反相器（用于增大输出电流）。其输出频率为

$$f_0 = \frac{1}{4} \frac{1}{R_1 C_1} \frac{R_3}{R_2}$$

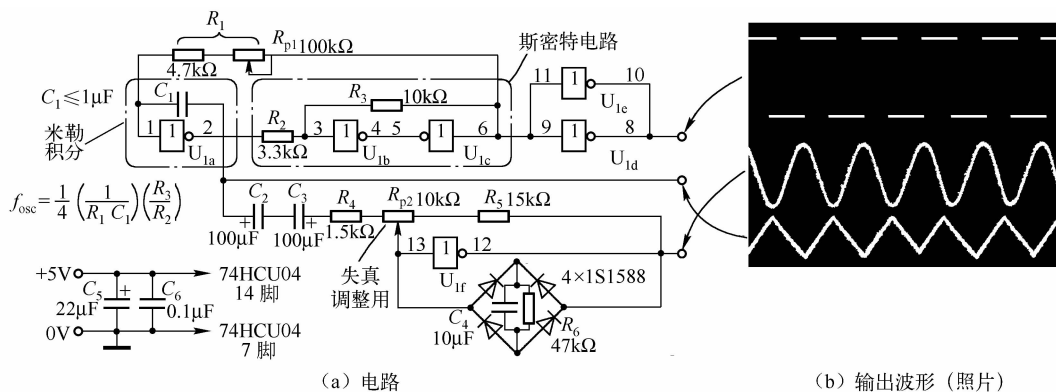


图 14.19 由一片 74HCU04 制作的函数发生器（方波/三角波/正弦波同时输出）

此式用于估算 100kHz 以下的频率，实际的 f_0 与计算值有较大的偏差。

电路的振荡频率范围与电容 C_1 的容值有关，见表 14.3。可通过开关切换电容组成振荡频率很宽的函数发生器。

米勒积分电路输出三角波，三角波经斯密特电路整形成为方波。利用非门 U_{1r} 的非线性及 4 个二极管（1S1588）电桥构成的削波电路，将三角波尖顶削掉，变成正弦波。调节电位器 R_{p2} ，可使正弦波的失真最小，实测失真率为 2% ~ 4%。 C_2 和 C_3 反向串联，形成无极

性电容，若省略 C_2 和 C_3 ，偶次谐波失真显著增加。

表 14.3 C_1 振荡频率范围的关系

C_1	频率范围/Hz
1 μ F	7.3 ~ 167.4
0.1 μ F	71.6 ~ 1657
0.01 μ F	747 ~ 17.115k
1000pF	7.231k ~ 156.6k
100pF	73.97k ~ 1.197M

电路输出的三角波、方波和正弦波的失真很小，见图 14.19。

电路输出的正弦波的振幅 - 频率特性如图 14.20 所示。由于电路使用 5 个不同 C_1 值，因此给出 5 段不同 C_1 值的幅频特性。

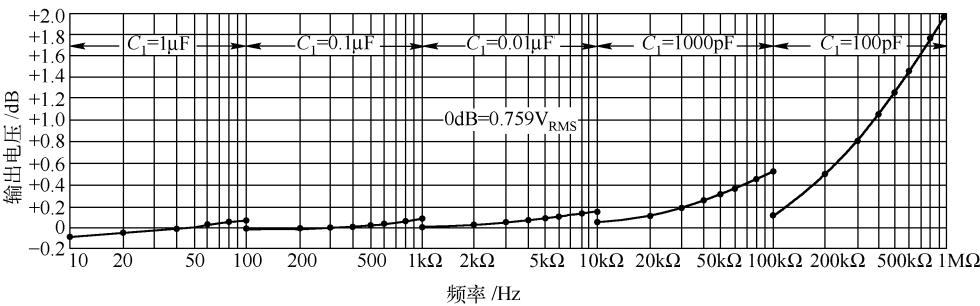


图 14.20 电路的正弦波振幅 - 频率特性

图 14.19 中的 74HCU04 不能用中、低速的 7404 代替。

第九节 阶梯波发生器

阶梯波发生器在测量和控制设备中应用较多，它产生的阶梯波可作为时序控制信号和多级电位基准信号。在示波器、彩色电视机、晶体管图示仪、遥控器、医疗仪器等领域得到广泛应用。

精确的阶梯波信号通常用 D/A 转换器产生。通常，用晶体管、运算放大器和计数器等器件也可以组成阶梯波发生器电路。

用晶体管泵电路可以产生阶梯波，如下面将介绍的各种泵电路；用二进制计数器和 T 形电阻或电阻网络可组成各种形式的阶梯波发生器。

用运算放大器组成的阶梯波发生器原理框图如图 14.21 所示。

脉冲发生器产生连续脉冲序列，经缓冲器隔离后，送到阶梯波发生器，将脉冲序列变换成阶梯波，当输出达到预定电位时，输出复位，随后又产生新的阶梯信号。这样，在输出端就得到周期性的阶梯信号。

1. 晶体管泵阶梯波发生器（一）

晶体管泵阶梯波发生器（一）电路如图 14.22 所示。该电路将 C_1 的充电电路与输出电

压隔离开来。

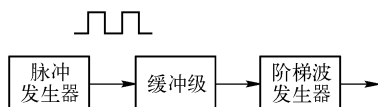


图 14.21 阶梯波发生器原理框图

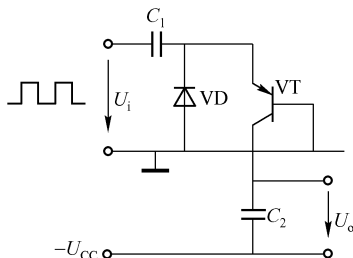


图 14.22 晶体管泵阶梯波发生器（一）

晶体管 VT 的基极 - 发射极相当于一个二极管, C_2 接在晶体管的集电极电路中, 当输入电压为负时 C_1 充电到 U_i ; 当输入电压为正时, C_1 向 VT 的发射极放电, 这个电流从集电极流出, 并使 C_2 充电到 $C_1 U_i / C_2$, 即为台阶高度 ($C_2 U_{jg} = C_1 U_i$, 因为 C_1 上的全部电荷都转移到 C_2 上去, U_{jg} 为阶高电压, 即 $U_{jg} = C_1 U_i / C_2$)。

这种过程在每个周期都重复地进行, 输入信号的每个周期使输出上升一个台阶 $C_1 U_i / C_2$, VT 集电极电位的变化事实上对充放电过程无影响, 这样, 在输出端就得到一个阶梯波。

在 VT 饱和以前, 每个阶梯的高度都是相等的, VT 饱和以后, 输出电压就不会改变了。

最大输出电压 (阶梯波的高度) 不受输入电压幅值 U_{im} 的限制, 而是受电源电压, 实际上是受 VT 容许的最大 U_{cb} 值的限制。

电路应选用开关晶体管或高频晶体管; 电容量不宜过大, 一般可选用 $2.2\mu F$ 以下的电容。

注意: 阶梯波是 C_2 两端即 VT 的集电极相对于负电源输出的波形。

2. 晶体管泵阶梯波发生器（二）

晶体管阶梯波发生器 (二) 电路如图 14.23 所示。电路所用晶体管为 NPN 型, 因此使用正电源 $+U_{CC}$ 供电, 阶梯波由 C_2 两端, 即 VT 的基极对地输出。输入信号的每个周期, 在输出端产生阶高为 $U_i C_1 / (C_1 + C_2)$ 的阶梯, 在其后的第二个、第三个输入信号周期, 也依次产生同一阶高的台阶。这个过程重复地进行, 直至达到受电源电压和晶体管参数 U_{cb} 所限定的高度。

3. 晶体管泵阶梯波电路（三）

由两个晶体管泵组成的阶梯波电路如图 14.24 所示。这个电路把时钟方波转换成阶梯波电压输出。每一个阶高约等于输入脉冲的幅度。第一个脉冲把 C_2 充电到输入脉冲幅度, 该脉冲消失后, C_2 上的电压通过 VT_1 把 C_1 充电到同样的电压。下一个脉冲又叠加在 C_2 的电

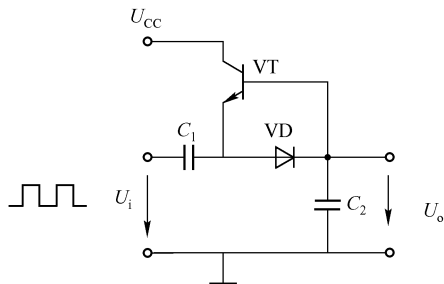


图 14.23 晶体管泵阶梯波发生器（二）

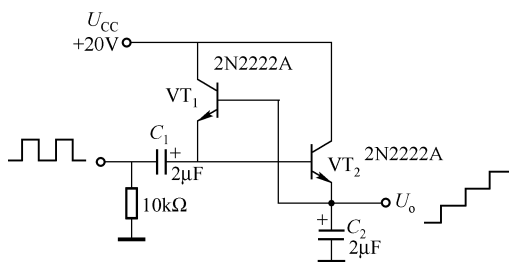


图 14.24 晶体管泵阶梯波电路（三）

压下,使 C_2 的电荷量加倍,以后的每一个脉冲使阶梯波逐级上升,直至其高度与电源电压相同为止。

4. 双重输出的阶梯波发生器

由正、负两个电源和两种型号（NPN 和 PNP 型）的晶体管组成的双重输出阶梯波发生器如图 14.25 所示。其输入为方波，输出 U_{o1} 由 C_1 两端即 VT_1 的集电极和负电源间输出；输出 U_{o2} 由 C_2 两端，即正电源和 VT_2 的集电极间输出。

在这个电路中, 要求 $C_1 \gg C$, $C_2 \gg C$ 。

如希望两阶梯波对称, 应使 $|+U_{CC}| = |-U_{CC}|$, $C_1 = C_2 \gg C$, VT_1 和 VT_2 的 β 相等。

U_{o1} 的阶高为 $U_i C/C_1$, U_{o2} 的阶高为 $U_i C/C_2$ 。

设计电路时应注意选用较高的输入电压, 选用开关晶体管或高频晶体管。

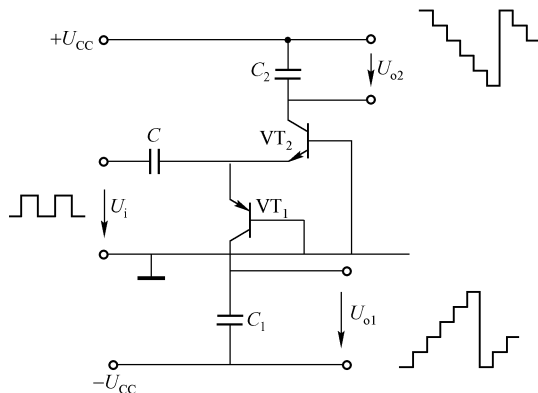


图 14.25 双重输出阶梯波发生器

5. 单结晶体管阶梯波发生器

由单结晶体管组成的阶梯波发生器电路如图 14.26 所示。VT₁ 组成自激多谐锯齿波振荡器，产生如图 14.26 (b) 所示的波形，它控制晶体管 VT₂ 的工作，使其跟着同步地导通和截止。在锯齿波下降的瞬间，在 b 点处 (VT₂ 的基极) 形成较窄的负脉冲，使 VT₂ 导通，在这短暂的导通时间，电源通过 VT₂ 向 C₂ 充电，于是 C₂ 的电压 U_o 发生一次阶跃；在锯齿波上升的较长时间，在 b 点处形成较宽的正脉冲，使 VT₂ 变为截止，截止时间较长，此期间 C₂ 上的电压保持不变，即 U_o 保持不变。振荡波的每个周期都使 U_o 上升一个台阶。当 U_o 升高到 VT₃ 的峰点电压 U_{p3} 时，VT₃ 导通，C₂ 迅速放电，U_o 突跌至接近 0V，然后开始下一个阶梯波，于是便在 c 处得到一系列阶梯波。

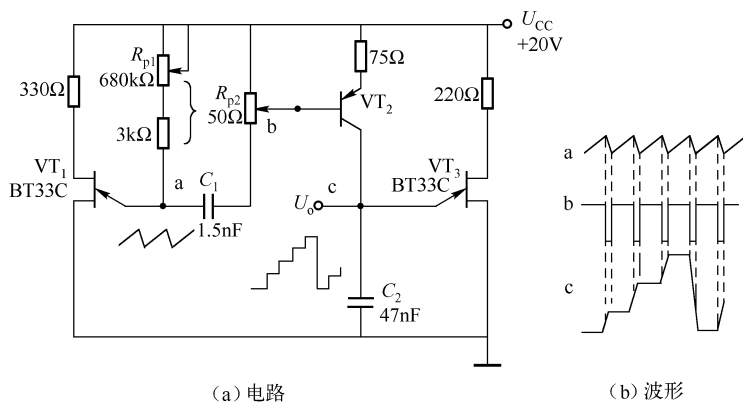


图 14.26 单结晶体管阶梯波发生器

电路的调试方法如下:

① 改变 R_{p1} 即可改变对 C_1 的充电速率, 也即改变了 VT_1 的振荡频率, 它决定了阶梯波每个台阶的宽度。

② 改变 R_{p2} 可改变阶梯波的高度。

6. 简单的运放阶梯波发生器

简单的运放阶梯波发生器电路如图 14.27 所示。

(1) 二极管 VD_1 、 VD_2 的作用及阶梯波高度、宽度的设计

二极管 VD_1 、 VD_2 主要起导引作用, 以保证电荷单方向的传输到反馈电容 C 中去。当输入方波为负时, VD_2 导通, VD_1 截止, C_1 通过 VD_2 放电, 若输入方波幅值为 U_{iM} , 则 C_1 上的电压为 $u_{C1} = -(U_{iM} - U_D)$; 输入方波为正时, VD_2 导通, VD_1 截止, 则 C_1 上的电压将充电到 $u_{C1} = U_{iM} - U_D$ 。因此, 在一个周期中, C_1 上的电荷变化量为 $2C_1(U_{iM} - U_D)$, 这是一个周期中传送到 C 上的电荷量。这样, 在一个周期中, C 两端的电压增量为

$$\Delta U_C = \frac{2C_1}{C}(U_{iM} - U_D)$$

式中, U_D 为二极管的正向压降。

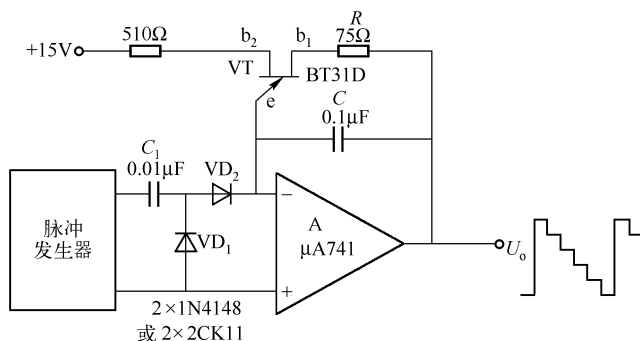


图 14.27 简单的运放阶梯波发生器

在一个周期中, VD_2 只在脉冲的上半周导通, 因此, 每个阶梯的电压幅度均为 ΔU_C , 其保持时间为方波的一个周期 (即阶梯的宽度)。由上式来设计阶梯的高度, 由方波的周期来设计阶梯波的宽度。

(2) 单结晶体管的作用与阶梯波周期的设定

单结晶体管起自动开关作用。每当输入信号经过一个周期 T , 运放 A 的输出就下降一个台阶 ΔU_C 。经过几个周期, 输出电压达到单结晶体管的峰点电压 U_P (也为阶梯波的高度), 即

$$U_P = n\Delta U_C = \frac{2nC_1}{C}(U_{iM} - U_D)$$

此时, 单结晶体管的 $e-b_1$ 导通, u_C 经过 $e-b_1$ 向电阻放电, 使 u_C 复位为零, 又开始下一个循环。

忽略复位时间, 阶梯波的周期为

$$T_z \approx nT = \frac{U_P}{\Delta U_C} T = \frac{CU_P}{2C_1(U_{iM} - U_D)} T$$

此式说明, 阶梯波的周期与电源电压无关, 只与脉冲方波 (周期、幅值)、单结管的峰点电压 U_P 及电容的比值 C/C_1 有关。

电路的优点是电路及其设计简单; 缺点是受复位时间、管子参数的影响, 精度较低。

7. 采用二极管复位的运放阶梯波发生器

为了提高电路精度并缩短复位时间,可采用二极管复位的运放阶梯波发生器,该电路由方波脉冲发生器 A_1 、积分器 A_2 和比较器 A_3 等组成,如图 14.28 所示。

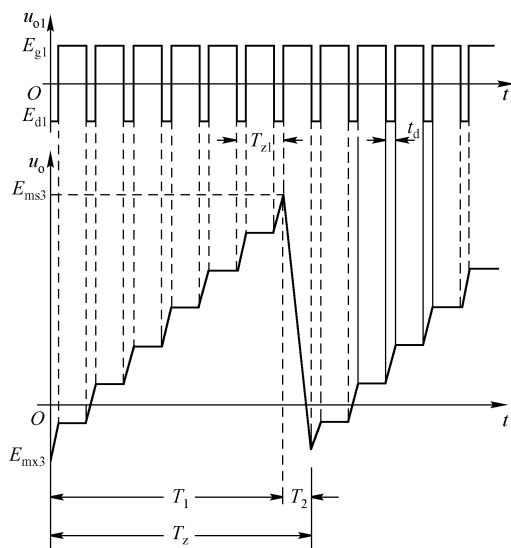
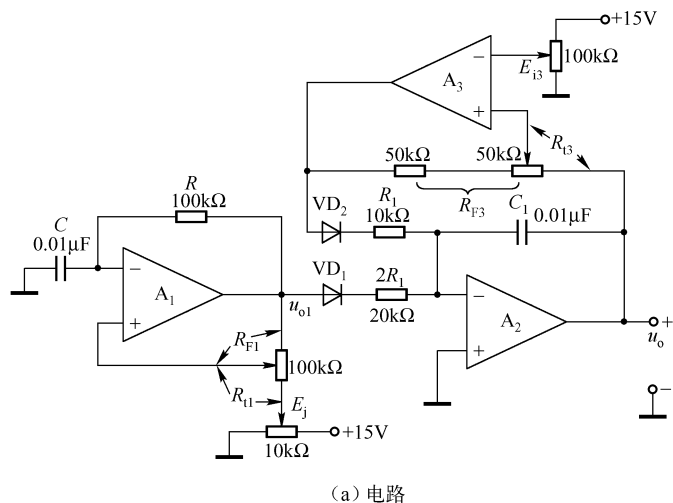


图 14.28 采用二极管复位的运放阶梯波发生器

(1) 方脉冲发生器 A_1

方脉冲发生器的振荡频率由 R 、 C 、 R_{F1} 、 R_{i1} 和加到同相端的电压 E_j 等确定,它输出序列方波,方波的占空系数为

$$Q_1 = T_{z1}/t_d$$

式中, T_{z1} 为方波脉冲的周期; t_d 为负脉冲的宽度,见图 14.28 (b)。

(2) 积分器

由于 VD_1 的作用,积分器 A_2 仅对负向脉冲进行积分。

(3) 比较器 A_3

随着积分器输出的阶梯波逐渐升高, 其电压越来越接近 A_3 的上阈值电位 E_{ms3} , 一旦达到 E_{ms3} , A_3 的输出就从负饱和电压 E_{ds} 跳变到正饱和电位 E_{gs} , E_{gs} 通过二极管 VD_2 强迫积分器复位, 复位后积分器输出电压等于 A_3 的下阈值电位 E_{mx3} , 随后又开始新的阶梯波的产生过程, 波形如图 14.28 (b) 所示。

当 A_3 的正饱和电压等于 A_1 的负饱和电压时 (使用四运放集成电路可达到此目的), 阶梯波的频率为

$$f_z = \frac{R_{F3}}{2R_{G3}R_1C_1(1+2Q_1)}$$

8. 由两运放组成的正阶梯波发生器

由运放 A_1 微分器和运放 A_2 积分器组成的正阶梯波发生器电路如图 14.29 所示。

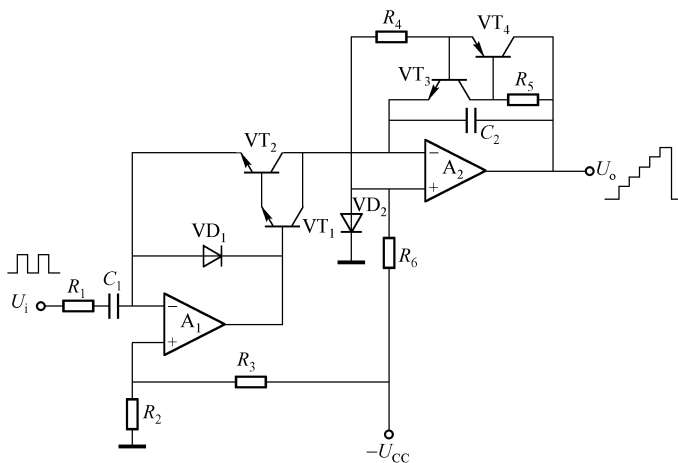


图 14.29 由两运放组成的正阶梯波发生器

输入信号为方脉冲, 经微分器 A_1 形成微分脉冲, 然后积分器对微分脉冲进行积分, 积分器输出即为阶梯波。

当输入方波为正跳变时, VD_1 导通, 达林顿管 VT_1 、 VT_2 截止, 无信号进入积分器 A_2 ; 当输入方波负跳变时, VD_1 截止, 复合管 VT_1 、 VT_2 导通, 积分器 A_2 对输入方波负跳变的微分脉冲电流积分, 在输出端产生的阶跃电压为

$$\Delta U = -\frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} Idt$$

式中, T 为输入脉冲周期; I 为微分脉冲电流。

若复合管 VT_1 、 VT_2 的 $\beta \approx \beta_1\beta_2 \gg 1$, 则

$$I = -C_1 \frac{dU_i}{dt}$$

若输入方波的幅度 $U_{im} = \text{const}$, 则输出阶梯的每个台阶高度为

$$\Delta U = \frac{C_1}{C_2} U_{im}$$

输入方波的每一个负跳变在输出端产生一个阶梯 ΔU , 一串方波就得到阶梯波。当阶梯

逐渐上升到击穿 VT_3 发射结的击穿电压时, VT_3 的基极电流很大, 使 VT_3 和 VT_4 导通, 积分器迅速复零, 输出电压回到初始值, 又开始新的阶梯波。

阶梯波的最高电平主要由 VT_4 的反向击穿电压 BV_{CB0} 确定; 阶梯波的频率上限主要由运放 A_1 、 A_2 的转换速率和过载恢复能力确定。

9. 七等高阶梯波发生器

七等高阶梯波发生器电路由 8 位移位寄存器 SN74164、运算放大器 $\mu A741$ 和反相器等组成, 如图 14.30 所示。

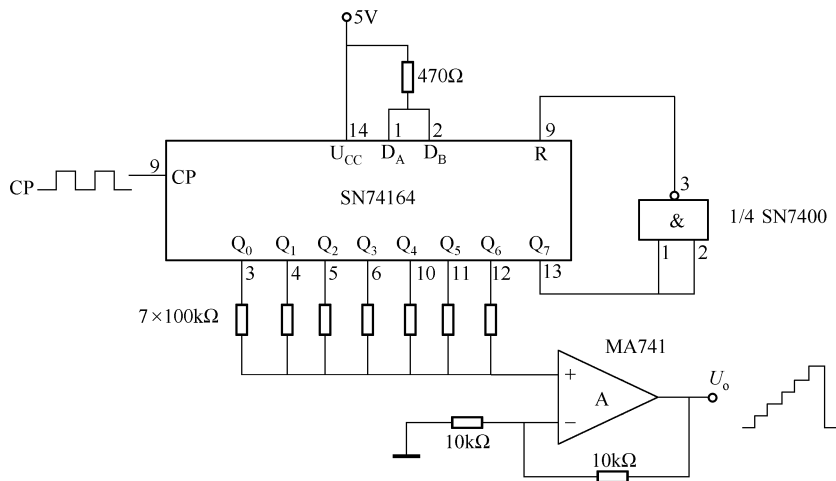


图 14.30 七等高阶梯波发生器

SN74164 的数据输入端 D_A 和 D_B 通过一个 470Ω 电阻接电源, 使 $D_A = D_B = "1"$, SN74164 接成右移寄存器。当第一个时钟脉冲 (CP) 来临时 $Q_0 = "1"$, (其他 Q 值均为 0), 故运放输出第一个阶梯波; 当第二个时钟脉冲来临时, 运放输出第二个阶梯波; …; 第七个脉冲来临时, 运放输出第七个阶梯波; 当第八个脉冲来时, 由 Q_7 通过非门将计数器置零, 再重新输出阶梯波。

运放 A 接成同相放大器, 其闭环增益 $A_F = 2$, 同时, 同相运放电路的输入电阻较高, 将移位寄存器与负载隔离开来。

设计要点如下:

- ① 欲减少阶梯数 (少于 7 个阶梯), 可以从移位寄存器中比较靠前的 Q 端输出。
- ② 如要增加阶梯数 (多于 7 个阶梯), 可将两个或两个以上的 SN74164 移位寄存器级联起来。

10. T 形电阻网络阶梯波发生器

T 形电阻网络阶梯波发生器主要由 CMOS 二进制计数器、T 形电阻网络和运算放大器 CA3140/3130 等组成。CMOS 数字电路的输出幅度与电源电压相等, 因此该电路不仅电路简单, 性能可靠, 而且在线性度和平坦度方面有良好的性能。

T 形电阻网络阶梯波发生器电路如图 14.31 所示。图中点画线框内为 T 形电阻网络, 网络的输出电压为

$$U_{o1} = \frac{E}{2} \left(\frac{Q_1}{8} + \frac{Q_2}{4} + \frac{Q_3}{2} + Q_4 \right)$$

式中, E 为网络的电源电压, 也为 CD4520 的 U_{DD} 电源电压; Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 分别为计数器 CD4520 的个位、十位、百位和千位的输出, 其值为 1 或 0。

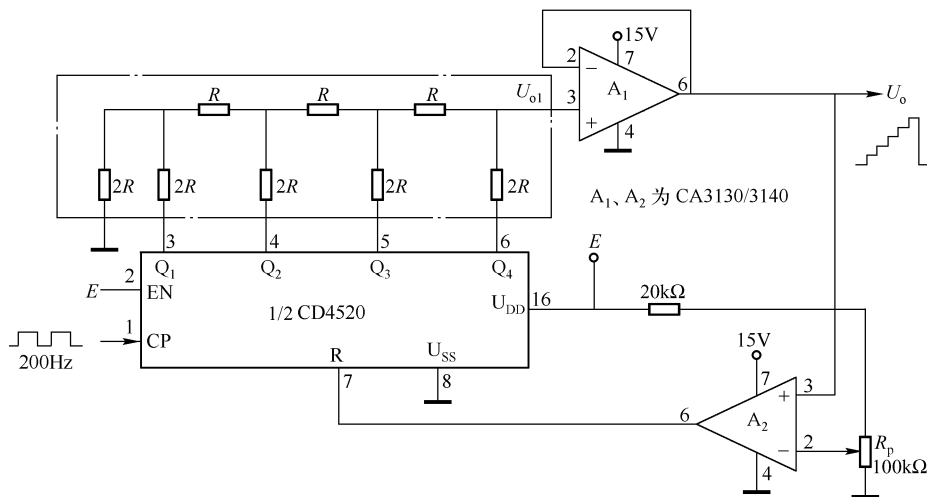


图 14.31 T 形电阻网络阶梯波发生器

$Q_4Q_3Q_2Q_1$ 的输出从 0000 ~ 1111, 当 $Q_4Q_3Q_2Q_1$ 为 0001 时, $U_{o1} = E/16$; 当输出码为 1111 时, $U_{o1} = 15/16E$ 。随着码的数值增加, U_{o1} 逐级升高, 每级为 $E/16$ 。

A_1 为电压跟随器, 其输入电阻极高, 用以隔离负载; A_2 为电压比较器, 其基准 (参考) 电压可用 R_p 调节, 调节 R_p 即可调节阶梯波的级数。若不用 A_2 , 电路产生固定的 16 阶梯波。加了 A_2 能随时将阶梯输出与 R_p 设定的电压进行比较, 一旦阶梯电压超过设定值, A_2 输出上跳, 使计数器复原。

设计要点如下:

① 为了减小波形失真, 网络电阻 R 应选择精密电阻。若阻值太小, 计数器输出幅度下降, 影响精度; 若阻值太大, 增加了充放电时间, 使每级的上升沿变差。一般取 $R = 50k\Omega$ 。

② 参考电压 E 按一级阶梯的高度来选择。例如, 要求每阶梯 0.3V, 则取 E 为 4.8V, 但 E 的最大值不能超过电源电压。

③ 对计数器和 T 形网络进行位数扩展, 可以增加级数。例如, 计数器设计为 8 位的, 相应的 T 形网络进行扩展, 则可得到 256 级的阶梯波。

11. 正阶梯波发生器

正阶梯波发生器由方波发生器 A_1 , 序列脉冲 - 阶梯波变换电路 A_2 , 比较器 A_3 , 偏置补偿电路 A_4 , 开关 VT_1 、 VT_2 等组成, 如图 14.32 所示。

VT_2 作为模拟开关, 用于控制 C_2 的充放电, 将序列脉冲转换成阶梯波。方波发生器 A_1 输出的占空比由 R_{p1} 调节。 R_3 、 VD_2 为方波发生器工作状态的控制通路, VD_2 由 A_3 的状态控制。

当 A_1 输出方波时, A_2 的积分电容 C_2 充电, 其上电压为

$$\Delta U_{C2} = \frac{U_{EE}}{R_2 C_2} \Delta T$$

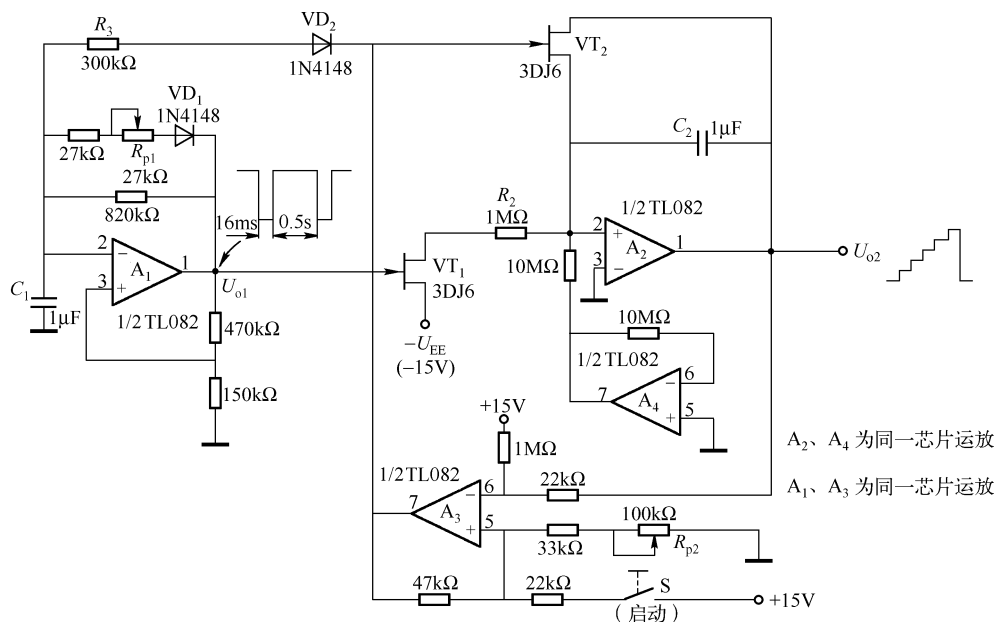


图 14.32 正阶梯波发生器

若设 $U_{EE} = 15V$, $\Delta T = 16ms$, $R_2 = 1M\Omega$, $C_2 = 1\mu F$, 则 $\Delta U_{C2} = 0.24V$, 即阶梯电压的阶距为 $0.24V$ 。

电路的精度主要取决于 C_1 、 C_2 比值的稳定性, 在一定范围内可保持千分之几的精度。

运算放大器 A_2 、 A_4 的偏流应良好地匹配, 应选用双运放或四运放集成芯片。它们被封装在同一芯片上, 因此各运放的偏置电流大体相等。

12. 负阶梯波发生器

负阶梯波发生器由多谐振荡器 A_1 (它产生序列脉冲)、序列脉冲-阶梯波变换电路 A_2 、电压比较器 A_3 及 FET 开关 VT 等组成, 如图 14.33 所示。电路的阶距为 $5mV$, 幅度为 $5V$ 的阶梯波的阶数为 1000。

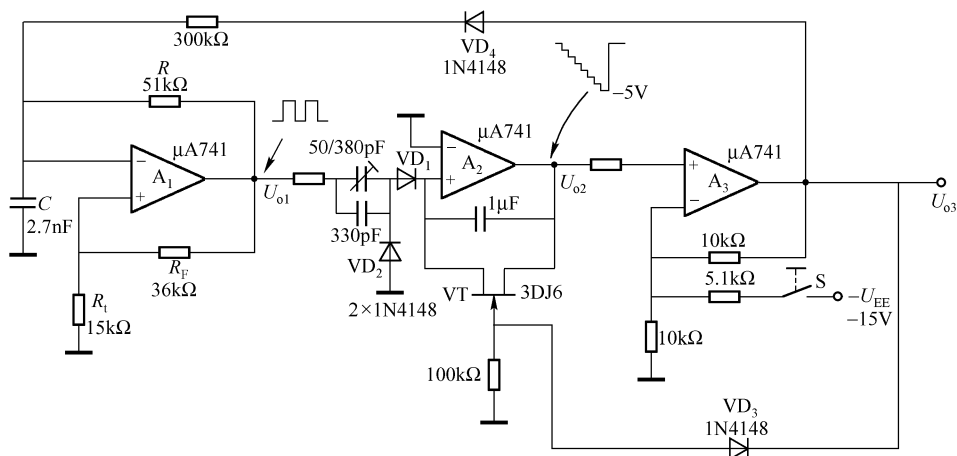


图 14.33 负阶梯波发生器

闭合按钮开关 S, $-U_{EF}$ 经 $5.1\text{k}\Omega - 10\text{k}\Omega$ 分压器将 -6.6V 的电压加到 A_3 的同相端, 使 A_3 负饱和 (约 -10V)。与此同时, VD_4 截止, A_1 开始振荡, 输出序列方脉冲 U_{o1} 。

U_{o1} 正向脉冲逐个通过 VD_1 加到 A_2 的反相端积分叠加, 输出负极性阶梯波。当阶梯波幅度达到 -5V 电平时, 反相端电位 U_- 相对于同相端电位 U_+ 的电压为 $(-5\text{V}) - (-10\text{V}) = 5\text{V}$, 故 A_3 翻转为正饱和, 即跳变为 $+10\text{V}$, 迫使 A_1 停振, 开关 VT 导通使 A_2 复位。

当再次闭合按钮时, 又会产生一个阶梯波。应用时, 用电子开关代替按钮 S, 如 MOSFET 开关、CMOS 开关等, 其控制极 (栅极) 或控制端加适当频率的脉冲来控制开关的通断, 可实现程序控制。

A_1 方波发生器的振荡频率为

$$f_1 = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2R_1/R_F)} \approx 60\text{kHz}$$

13. $\mu\text{A}2240$ 阶梯波发生器

$\mu\text{A}2240$ 阶梯波发生器电路由定时器/计数器、精密电阻梯形网络、运算放大器等组成, 如图 14.34 所示。

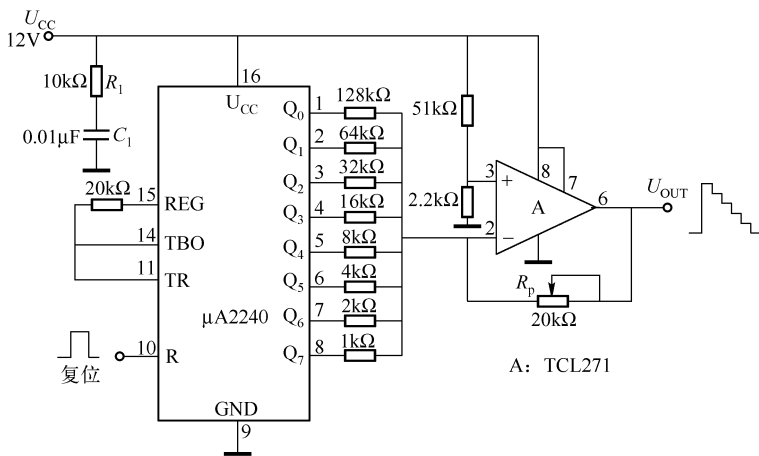


图 14.34 $\mu\text{A}2240$ 阶梯波发生器

$\mu\text{A}2240/\text{XR}2240$ 为定时器/计数器集成电路, 它的各主要端子的功能介绍如下。

- 定时端 R/C (13 脚): 外接阻容元件 R 、 C 即可确定时间常数 RC 。
- 时基振荡器端子 TBO (14 脚): 振荡频率由时间常数 RC 确定, 即 $f = 1/(2\pi RC)$ 。对于本例, $R = 10\text{k}\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, 则 $f \approx 1600\text{Hz}$ 。
- 触发端 TR (11) 脚: 加一个正脉冲, 电路即可触发。
- 复位端 R (10 脚): 加正脉冲或正电位, 计数器复位。
- 寄存/控制端 (15 脚): 此端加高电平, 内部二进制计数器启动, 加低电平计数器被禁止。
- 计数器输出端 $Q_0 \sim Q_7$ (1 脚 ~ 8 脚): $\mu\text{A}2240$ 内部二进制计数器输出端。

本电路一旦作用一个触发脉冲, $\mu\text{A}2240$ 将连续工作直至收到一个复位脉冲。将 11 脚、14 脚和 15 脚连接在一起, 使电路自动启动并连续工作。

计数器输出端接一个精密的电阻梯形网络, 网络中的电阻以 2 的倍数递增, 因此, 通过

各电阻的电流随着电阻的递增而递减。例如, 流入最高位 Q_7 的电阻是流入最低位 Q_0 的电阻电流的 $2^7 = 128$ 倍。通过每个二进制加权电阻流入的电流以离散阶梯形式降低运算放大器的输出电压。

电路设计要点如下:

① 电阻梯形网络的电阻应取温度系数小的金属膜电阻, 各个电阻应尽量选取精度较高的标称电阻或采用串联的方法满足按 2 的幂递增的要求。

② 本电路产生 256 个等宽等高的台阶, 每个台阶的宽度等于时基电路的周期, 具体由 R 和 C 值确定。本电路的振荡周期为 $T = 2\pi RC = 628\mu\text{s}$, 即为阶宽。阶梯波的周期 $T' = 25T = 160.8\text{ms}$ 。

③ 如若使用 7V 以上的电源, C 的容量又小于 $0.1\mu\text{F}$, 计数器仍不能触发工作, 可在 TBO 脚与 GND 脚之间接入一个 300pF 的电容。

④ 运放的同相端的参考电压由 $51\text{k}\Omega - 2.2\text{k}\Omega$ 分压器确定, $U_+ \approx 0.5\text{V}$ 。因此, 阶梯波从最大值 10.46V 逐级下降至最小值 0.5V , 每阶 38.9mV 。改变 U_+ 值可改变最小台阶的电压。

⑤ 在 R 端加一正脉冲, $\mu\text{A}2240$ 即可复位。也可在 U_{CC} 与 R 端之间接一个可复位的按钮开关, 按一下按钮即可复位。

⑥ 电位器 R_p 可调节最大的输出电压范围。

⑦ $\mu\text{A}2240$ 可用 CD4024、CD4040 和 CD4060 来代替, 它们分别是 7 位、12 位和 14 位二进制计数器, 但相应的引脚不能照搬套用。

14. 16 阶梯波发生器

16 阶梯波发生器电路如图 14.35 (a) 所示。该电路的元器件易购置。电路主要由双二进制计数器 CD4520 和运放以及 T 形电阻网络等组成, 其阶梯波如图 14.35 (b) 所示。为了减少梯形电阻对计数器输出阻抗的影响, 各电阻应选择阻值较大的, 即取 $R = 100 \sim 200\text{k}\Omega$ 。

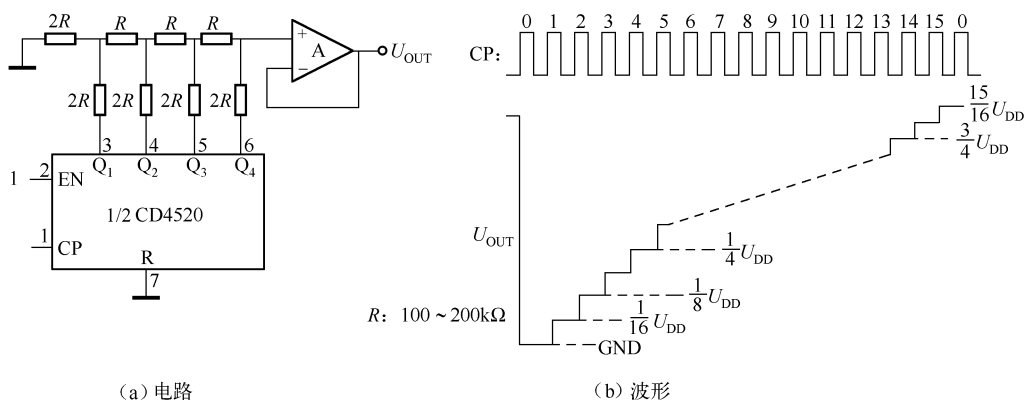


图 14.35 16 阶梯波发生器

第十五章 脉宽调制器(PWM)的设计与应用

脉冲宽度调制器简称脉宽调制器，常用 PWM 表示。脉宽调制常用于高精度、高效率控制的多种场合，脉宽调制技术广泛用于开关电源、电动机调速、大功率超高亮度发光二极管的亮度调节和某些高保真功率放大器等领域。

产生 PWM 波形的电路较多，常用的方法有，利用比较器或运算放大器或它们的组合，时基电路 555 等来产生脉宽调制波；也有专用集成 PWM 电路，如 LW1524/2524/3524、UC3842/3843/3844/3845 等，但价格较高。

第一节 由运放组成的脉宽调制器

一、运放比较器组成的脉宽调制器

由运放组成的脉宽调制器实际上是比较器脉宽调制器，运放按比较器使用，即开环应用。由运放 AD741 组成的脉宽调制器电路如图 15.1 (a) 所示。运放的反相端通过 R_3 接地，同相端同时加上三角波 u_Δ 和控制电压 u_g 。当控制电压 $u_g = 0$ 时，三角波的上半周 $u_\Delta > 0$ ，运放的输入 $u_i = u_+ - u_- = u_\Delta - 0 = u_\Delta > 0$ ，故运放正饱和，其输出电压 u_o 略小于电源电压 (13 ~ 14V)；三角波的下半周时， $u_\Delta < 0$ ， $u_i = -|u_\Delta| < 0$ ，运放负饱和，输出电压为负值也接近于电源电压 (-13 ~ -14V)。输出波形见图 15.1 (b)。

当 $u_g > 0$ 时，运放的输入 $u_i = u_\Delta + u_g$ ，输入信号的波形沿 t 轴向上平移 u_g ，三角波大于零的部分，使运放正饱和，小于零的部分使运放负饱和，其输入、输出波形见图 15.1 (b)。当 $u_g < 0$ 时，运放的输入波形为 u_Δ 波沿 t 轴下移，其输入、输出波形见图 15.1 (b)。

三角波 u_Δ 由三角波发生器引入，控制电压 u_g 最简单的形式是稳恒直流电压，可用多圈电位器 R_p 两端分别接正、负 15V 电源，抽头的电压即为 u_g ， u_g 的调节范围为 -15 ~ +15V，抽头位于中间时 $u_g = 0$ ，抽头向上时 $u_g > 0$ ，抽头向下时 $u_g < 0$ 。因此，调节 R_p 即可进行脉宽调制。

二、运放组成的脉宽调制器应用电路

本电路为直流 - 交流 - 直流变换电路，可用于调节输出电压（作稳压电源用）、调节 LED 亮度、调节电动机转速等。

1. 原理

由运放组成的脉宽调制器应用电路如图 15.2 所示，这是一个实用电路。运放 A_1 组成一

个迟滞比较器, 它产生对称方波; A_2 为反相积分器, 它将输入至反相端的方波通过积分变成对称的三角波。

由 R_8 、 R_{p3} 、 R_9 和 $\pm 12V$ 电源组成直流给定信号 (即控制信号) 电路。电压跟随器 A_3 将直流电源与比较器 A_4 相隔离。 A_4 为比较器电路, 用于产生 PWM 波, 通过控制输入至同相端直流电压的大小, 来调制输出方波的脉冲宽度。直流控制电压从 $-4V$ 到 $+4V$ 。

电路的工作原理请参阅标题一中的相关内容。

2. 器件的选择

运算放大器应选择宽带运放, 最好是四运放, 如 LF347、F347、 $\mu A774$ 、MC34004、TL084 等; 功率场效应管的选择和负载有关, 轻载可选择漏电流 $1A$ 以下的管子, 如 2SK251、2SK1270 等; 重载可选 I_D 为 $10A$ 以上的管子, 如 2SK350、IRF740 等。负载的大小还要考虑电源的容量, 负载大整流变压器的容量也大, 反之亦然。

3. 调试

① 调节电位器 R_{p3} , 观察 A 点 (或 B 点) 的电压是否在 $-4 \sim +4V$ 之间。

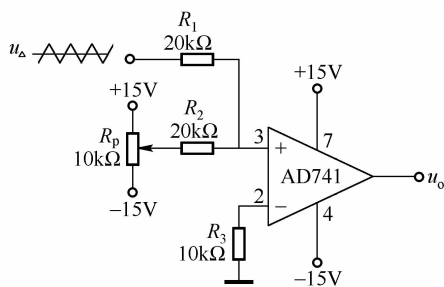
② 用示波器观察运放 1 脚的波形应为 $\pm 10 \sim \pm 12V$ 之间的方波, C 点应为 $\pm 5 \sim \pm 5.8V$ 的方波。

③ 用双踪示波器同时观察 C 点和 D 点的波形, 两者应同频率。

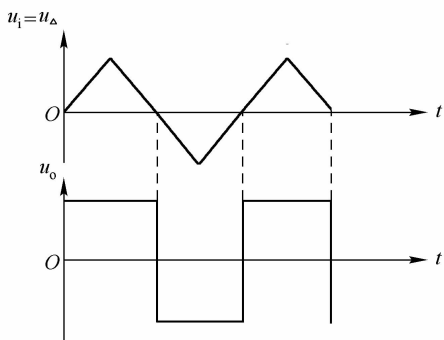
④ 频率调节。频率和 R_2 、 R_{p2} 、 R_7 、 C 、 R_{p1} 和 R_4 有关, 调节 R_{p1} 可改变频率, 将频率调至 $1000Hz$ 。

⑤ 幅值调节。选择不同稳压值的稳压管、调节电位器 R_{p2} , 可调节方波的幅值。本例中调节 R_{p2} 可在一定范围内改变幅值。

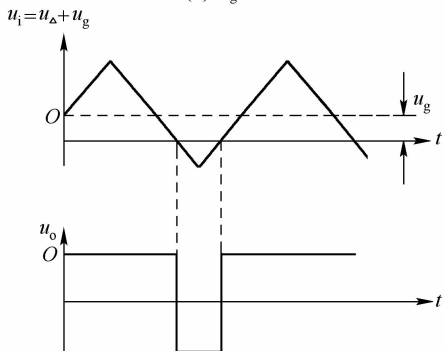
⑥ 调节 R_{p3} 可改变脉宽, 即改变系统输出电压的大小, 可用电压表观察。



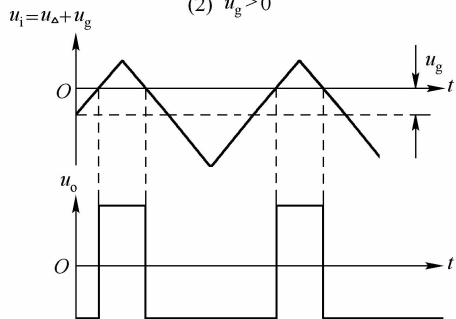
(a) 电路



(1) $u_g = 0$



(2) $u_g > 0$



(3) $u_g < 0$

(b) 波形

图 15.1 由运放组成的脉宽调制器

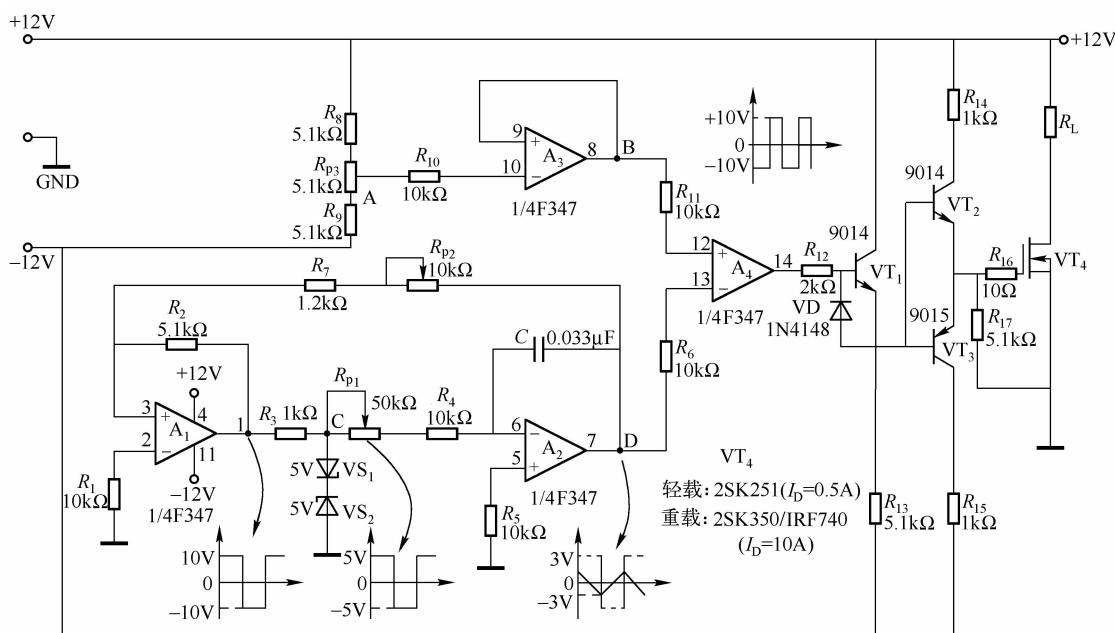


图 15.2 运放组成的脉宽调制器应用电路

⑦ 如负载为小电动机，其两端应并联续流二极管，调节 R_{p3} ，电动机转速明显改变。负载也可用发光二极管串联小电阻代替，VMOS 管可带动大量的 LED，调节 R_{p3} ，LED 亮度改变。

第二节 由集成电压比较器组成的脉宽调制器

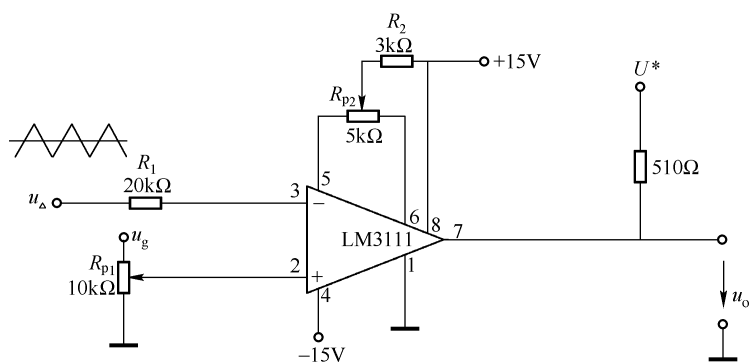
集成电压比较器的翻转速度比一般的集成运放快，其波形也优于运放同类电路的波形，因此，常常选用集成电压比较器构成脉宽调制器，电路如图 15.3 (a) 所示。

LM311 与 LM111 同属一种比较器，前者为民品，后者为军品，适用于温度范围更大的场合。LM311 的 5、6 脚为调零端，调零的方法如图 15.3 所示。

值得注意的是，LM311 为集电极开路输出，凡是集电极或漏极开路输出的比较器，其输出端均要接上拉电阻（接正电源）或下拉电阻（接负电源）。本例是接上拉电阻，电阻值一般为 500Ω 左右，取标称电阻 510Ω 。

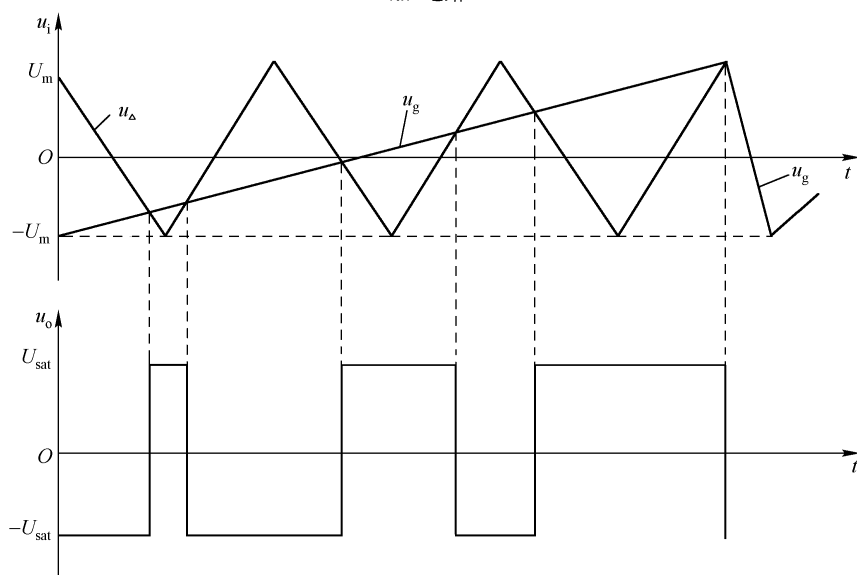
LM311 的反相端接调制信号（三角波），同相端接控制信号 u_g 。 u_g 可为稳恒直流，也可可为其他波形。本例为斜波， u_g 由斜波信号发生器产生。比较器的输入信号 $u_i = u_g - u_{\Delta}$ ，根据比较器的性质，当 $u_i < 0$ 时，比较器负饱和； $u_i > 0$ 时，比较器正饱和，因此便得到脉冲宽度可调制的输出 u_o 。

由图 15.3 (b) 可见，在斜波的一个周期内， u_g 由小变大，输出脉冲的正脉冲的宽度也随之增大。



注: U^* 接 5V 时, 输出电平和 TTL、CMOS 兼容; U^* 接 15V 时, 输出电平和 COMS 兼容。

(a) 电路



(b) 波形

图 15.3 由比较器组成的脉宽调制器

第三节 脉宽调制器的设计

工程上常常需要具有一定脉冲高度的脉宽调制器, 这就需要设计出符合要求的 PWM 电路, 本节将介绍详细的设计方法。

一、PWM 电路组成与原理

脉宽调制器由比较器 A_1 、 A_3 和积分器 A_2 等组成, 如图 15.4 所示。

A_1 为比较器, 在同相输入端输入正弦波 u_p , 反相端输入一个基准电压 U_R , 如图 15.5 (a) 所示。根据比较器的性质, 则可输出占空比为 50% 的方波 u_1 , 如图 15.5 (b) 所示。

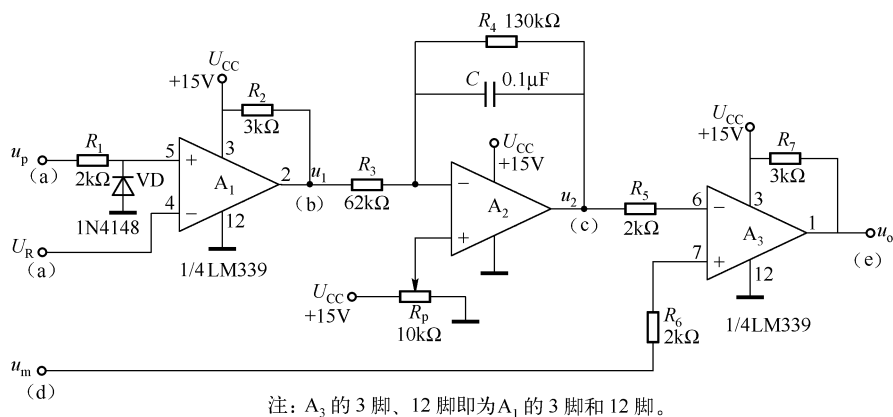


图 15.4 由两比较器和积分器组成的脉宽调制器

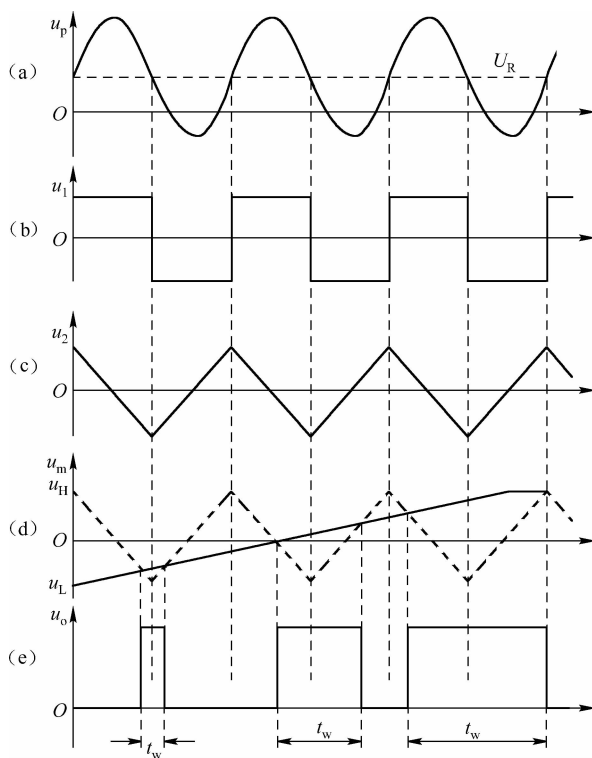


图 15.5 脉宽调制器中各点的波形

A_2 为积分器, 将 A_1 输出的方波变成对称精确的三角波, 如图 15.5 (c) 所示。 A_2 的同相端接电位器滑动触头, 它的作用是将输出 u_2 置于 A_2 的线性区。

A_3 为比较器电路, 其反相端信号为 u_2 , 同相端输入调制输入信号 u_m 。 u_m 为斜波电压, 较为理想 (恒定直流电压也可), 最低电压为 U_L , 最高电压为 U_H , 即 $U_m = U_{m(\max)} - U_{m(\min)} = U_H - U_L$, 如图 15.5 (d) 所示。

调制信号 u_m 与三角波 u_2 在比较器 A_3 中进行比较, 当三角波比 u_m 大时, A_3 的输出 u_o 为

低电平；反之， u_m 比三角波电压大， u_o 为高电平。

从 u_p 周期的 0 到 100%，输出电压脉冲宽度均能精确地与 u_m 成正比，如图 15.5 (e) 所示。

一般来说，比较器给系统带来的误差很小，为了获得高精度、低漂移的脉宽调制波形，要求积分器的漂移较小，必须具有良好性能。电阻 R_4 是用来减小漂移的，阻值不能太大，也不能太小，否则 PWM 的线性将变差。简言之， R_4 要提供足够的直流反馈，稳定 A_2 的增益，使积分器处于线性区。

实验证明，当电路的 $R_2 = 1000\Omega$ ， $R_3 = 10k\Omega$ ， $C = 0.1\mu F$ ， $f = 500Hz$ 时， $R_4 = 2 \sim 5k\Omega$ 时线性变差； $R_4 = 10k\Omega$ 时线性有所改善； $R_4 = 20k\Omega$ 时线性稍好； $R_4 = 40 \sim 100k\Omega$ 时线性良好。

二、设计步骤

① 选择 A_1/A_3 、 A_2 的电源电压 U_{CC} ，使其等于所需要的 u_o 脉冲高度，至少比设定的 u_H 高 3V。

② 选择比较器 A_1/A_3 的类型，再确定 R_1 、 R_2 、 R_5 、 R_6 和 R_7 的值。 $R_1 = 0 \sim 100k\Omega$ （取决于 A_1 最大允许电流和电压）； $R_2 = R_7 = 500 \sim 5000\Omega$ ，如选择集电极开路型的比较器（如 LM339 等），其输出端应接上拉电阻， R_2 、 R_7 即为上拉电阻。 R_2 、 R_7 值应远小于 R_3 ，但也不能太小，否则 A_1 会从电源吸入过多的电流。 $R_5 = R_6 = R_1$ 。

③ 选择电容 C 。电容 C 与输入频率 f_p 有关，其对应关系见表 15.1。

表 15.1 电容 C 与输入频率 f_p 的关系

f_p/Hz	$C/\mu F$
1 ~ 10	10
10 ~ 100	1
100 ~ 1000	0.1
1000 ~ 10000	0.01

④ 计算 R_3

$$R_3 = \frac{U_{CC}}{4f_p C [u_{m(max)} - u_{m(min)}]}$$

式中， f_p 为输入正弦波的频率； $u_{m(max)}$ 和 $u_{m(min)}$ 分别为 A_2 输出三角波的最大值和最小值。若计算出的 R_3 不到 R_2 的 10 倍，用下列两种方法之一处理：

A. 降低 R_2 直至使 $R_3 = 10R_2$ ，需注意，当减小 R_2 以后，应避免在 u_1 为低电平期间流过 A_1 的电流过大。

B. 提高 R_3 值，直至使 $R_3 = 10R_2$ ，必须减小电容 C 以保证仍然满足计算 R_3 的公式。

⑤ 确定 R_4 、 R_p ，即 $R_4 = 2(R_2 + R_3)$ ， $R_p = 1 \sim 10k\Omega$ 。

⑥ 确定 u_p （正弦振荡器）、 u_m （调制信号）。

三、脉宽调制器设计举例

设计一个脉宽调制器, 要求工作频率 2kHz, 当调制信号 u_m 在 3 ~ 6V 变化时, 幅度 $U_{om} = 10V$ 的输出脉冲宽度 $t_w = 0 \sim 500\mu s$ 。

脉宽 $t_w = (u_m - u_L) / [f_p (u_H - u_L)]$, $u_L = u_{m(\min)} = 3V$ 。

当 $t_w = 0$ 时, 相当于 $u_m = 3V$; $t_w = 500\mu s$ 时, 相当于 $u_m = 6V$ 。 $f_p = 2000Hz$, $u_{o(\text{峰值})} = 15V$ 。

设计步骤如下:

① 选择 $A_1 \sim A_3$ 的电源电压。在 $u_{o(\text{峰值})} = 15V$ 的要求下, 选择电源电压 $U_{CC} = 15V$ 。

② A_1 、 A_3 为比较器, 选择输入偏流、失调电压较小的四电压比较器 LM339 (查表 15.2)。该器件允许经 R_2 或 R_7 流入其输入端电流的最大值为 20mA。如果希望降低功耗, 令流经 R_2 和 R_7 的电流为 5mA, 即可确定 $R_2 = R_7 = 15V/5mA = 3k\Omega$ 。LM339 使用说明书指出, 其输入端可以不加输入电阻, 但为了防止加重 A_2 、 u_p 和 u_m 的负担, 令 $R_1 = R_5 = R_6 = 2k\Omega$ 。 A_2 为积分器的运放, 要求 A_2 为高精度、低漂移运放, 选择 MAX480, 为单电源 (1.6 ~ 30V)、低漂移、低失调 (70 μV), 也可选择 OP90 运放 (单电源 1.6 ~ 30V)。

③ 选择积分电容 C 。PWM 的工作频率为 2000Hz, 由表 15.1, 令 $C = 0.01\mu F$ 。

④ 确定 R_3 为

$$\begin{aligned} R_3 &= U_{CC} / [4f_p C (u_{m(\max)} - u_{m(\min)})] \\ &= 15\Omega / [4 \times 2000 \times 0.01 \times 10^{-6} \times (6 - 3)] \\ &= 62.5k\Omega \end{aligned}$$

取标称值 $R_3 = 62k\Omega$ 。

$R_2 = R_7 \ll R_3$, 故 R_3 无需再进行计算。

⑤ 确定 R_4 、 R_p 。 $R_4 = 2(R_2 + R_3) = 2 \times (3 + 62)k\Omega = 130k\Omega$ (为标称值); 取 $R_p = 10k\Omega$ 。

⑥ 确定 u_p 、 u_m 。作为一个完整的脉宽调制器还应该确定 u_p 和 u_m , 即输入到 A_1 同相端的信号源 (正弦波振荡器) 和输入到 A_3 的斜波 (斜波发生器)。正弦波振荡器和斜波发生器的设计请参阅第九章、第十四章的相关内容。

表 15.2 几种集成电压比较器的主要参数

比较器型号	电源电压/V	输入失调电压/mV	输入偏置电流	电压放大倍数	响应时间/ns	输出方式	类型
AM685 (单)	± 7	2	1.3 μA		3.0	同相/反相	高速
$\mu A710$ (单)	$U_+ = 14.0V$ $U_- = 7.0V$	0.6	0.25 ~ 1.8 μA	1700	40	集电极输出	高速
AD790 (单)	+5 或 ± 15				45	TTL/CMOS	通用
LM119 (双, 军品) / LM319 (双)	+5 或 ± 15	0.7 (典型) 4 (最大)	150nA (典型) 500nA (最大)	10 (最小) 40 (典型)	80	集电极开路	通用
LM393 (双) / LM193 (双)	2 ~ 36 或 $\pm 1 \sim \pm 18$				300	集电极开路	通用
MAX900 (四)	+5 或 ± 15				15	TTL	高速
MAX998 (单)/996 (双)/ 978 (四)	2.7 ~ 5.25	3	320 μA		20	TTL/CMOS	高速

(续表)

比较器型号	电源电压/V	输入失调电压/mV	输入偏置电流	电压放大倍数	响应时间/ns	输出方式	类型
AD9696 (单)	+5 或 ±15				7	互补 TTL	高速
TA8504 (单)	-5				2.6	互补 ECL	高速
TCL374 (四)	+2 ~ +18				650	漏极开路	低功耗
MAX965 (单)/966 (双)/ 967 (双)/968 (双)/ 969 (四)/970 (四))	1.6 ~ 5.5	3.0 ~ 6.0	(0.001 ~ ±5) μ A		10 ~ 20	漏极开路	低功耗
LM311 (单)/111 (军品)	±15 或 +5 ~ +30	2 (典型) 7.5 (最大)	100nA (典型) 250nA (最大)	40 (最小) 200 (典型)	200	集电极开路	通用
LM139 (四)/339 (四)	±1 ~ ±18 或 ±2 ~ +36	2 (典型) 5 (最大)	25nA (典型) 250nA (最大)	200 (典型)	1300	集电极电路	通用
MB4204 (四)	+2 ~ +36 (双电 源也可工作)	2 (典型) 5 (最大条件) $U_o = U_{REF} = 1.4V$	25nA (典型) 250nA (最大)	200 ($R_L = 150k\Omega$ 时)	1.3 大信号 为 300	集电极开路	低功耗
LM1514 (双)/1414 (双)	5 ~ 15	3/6.5	20 μ A/25 μ A	1000/800	30	集电极输出	通用
MC14574 (四)	5 ~ 15	50 (最大)	1.0nA	96dB	1000	互补 CMOS	低功耗
MC14575 (比较器 + 一个运放)	同 MC14574	同 MC14574	同 MC14574	同 MC14574	同 MC14574	同 MC14574	同 MC14574
MAX961 (单)/962 (双) /963 (双)/964 (四)	+3 ~ +5	±0.5 (典型) ±1.5 (最大)	±15 μ A (最大)		4.5 (典型) 7 (最大)	TTL/CMOS	超高速

第四节 由 555 组成的脉宽调制器

1. 555 脉宽调制器 (一)

由 555 组成的脉宽调制器 (一) 电路如图 15.6 所示。实际上它是一个单稳态电路, 不过它的触发端 \overline{T} 是由连续的时钟方脉冲触发的。电容 C 的充电时间可由改变控制端 V_C 的控制电压, 即调制输入电压而改变, 这样一来, 输出脉冲的宽度可由调制信号加以调制。

触发端加入的时钟输入脉冲为方波; 加入控制端 V_C 的调制信号可为正弦波也可为三角波。一般前者的频率大于后者。

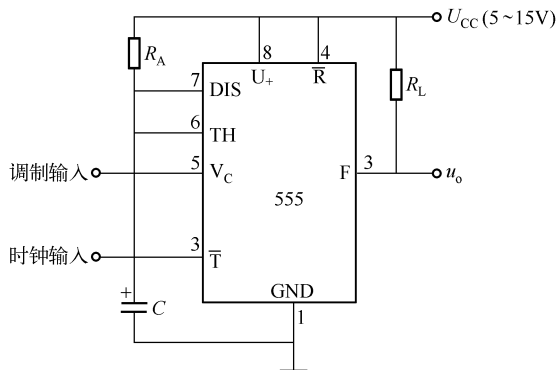


图 15.6 555 脉宽调制器 (一)

2. 555 脉宽调制器 (二)

由 555 组成的脉宽调制器 (二) 电路如图 15.7 (a) 所示, 电路实为一个自激振荡器, 其振荡频率 $f = 1.443 / [(R_A + 2R_B)C] = 36\text{kHz}$, 它作为被调制信号, 由自身提供。调制信号为三角波, 由外电路提供, 其频率为 1786Hz 。当然, 调制信号也可以是正弦波。图 15.7 (b) 所示为波形图。

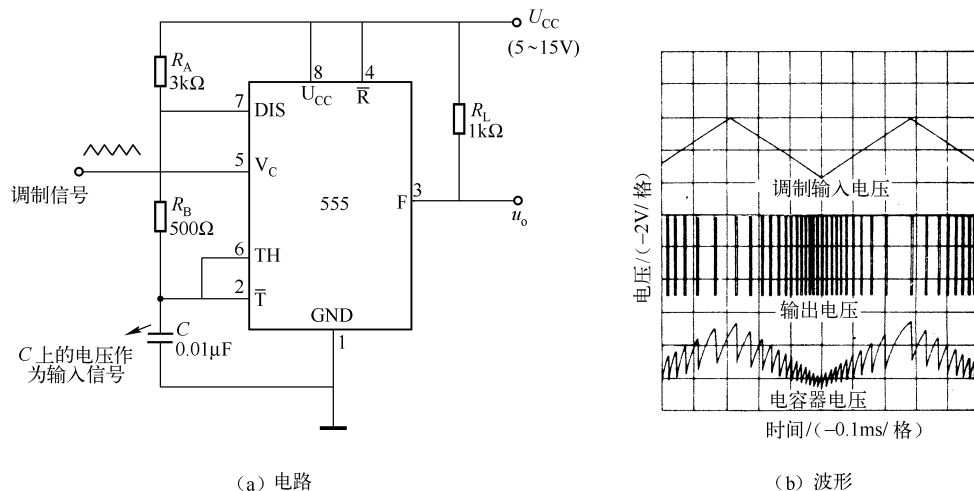


图 15.7 555 脉宽调制器 (二)

3. 555 脉宽调制器 (三)

555 脉宽调制器 (三) 电路如图 15.8 所示。电路利用控制端 V_C (5 脚) 的电压控制功能实现脉宽调制。电路为一个单稳态触发器, 输入脉冲为固定频率, 调制电压 U_M 加在 5 脚; 输入脉冲的每个下降沿触发电路, 使输出端 F 为高电平。这个高电平脉冲宽度随 U_M 的大小而变化, U_M 高脉宽大, U_M 低脉宽小。脉冲宽度 t_w 与 U_M 的关系为

$$t_w = R_2 C_2 \ln \frac{U_{CC}}{U_{CC} - U_M}$$

式中, U_{CC} 为电源电压。可见 t_w 与 U_M 不是直线关系, 而是对数关系, 适于对线性要求不严的场合, 如音频、音响电路, LED 灯电路等。

电路的单稳时间 $R_2 C_2 \approx 91\mu\text{s}$, 本电路输入脉冲的频率在 2kHz 以下。调制电压输入信号可用正弦波也可用三角波等。

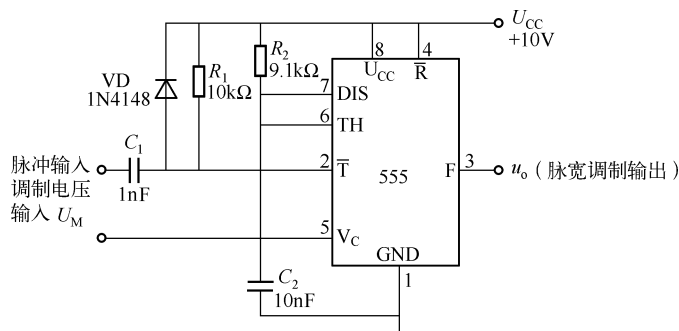


图 15.8 555 脉宽调制器 (三)

4. 555 脉宽调制器 (四)

图 15.9 所示的 555 脉宽调制器 (四) 是一个使用方便, 占空比 D 连续可调的 PWM 调制电路, 可用于 LED 发光亮度连续可调的调光电路。

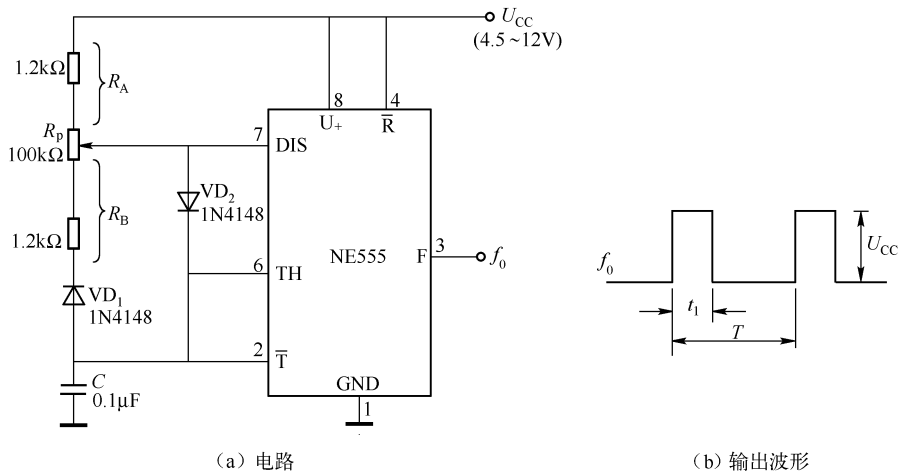


图 15.9 555 脉宽调制器 (四)

电容 C 的充电时间 $t_1 = R_A C$, 放电时间 $t_2 = R_B C$, 电路的振荡周期 $T = t_1 + t_2 = (R_A + R_B) C$, 振荡频率 $f_0 = 1 / [(R_A + R_B) C]$ 。

调节电位器 R_p 可改变电路的占空比 $D = t_1 / T$ 。用示波器可测出 D 的大小。当 $f_0 = 99.5\text{Hz}$ 时, $D = 0.023$; $f_0 = 99.0\text{Hz}$ 时, $D = 0.23$; $f_0 = 97.4\text{Hz}$ 时, $D = 0.38$ 。 D 从 0.023 变化到 0.38 时, f_0 的变化约为 2%。

5. 555 脉宽调制器 (五)

由 555 组成的脉宽调制器 (五) 的电路如图 15.10 所示, 调节 R_p 可调节输出脉冲的宽度, 同时其输出频率也随之改变。

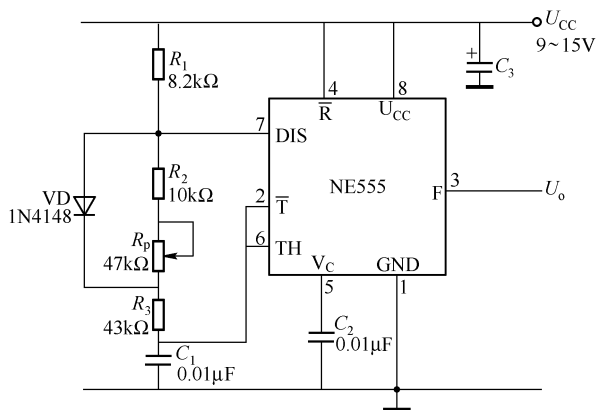


图 15.10 555 脉宽调制器 (五)

555 振荡器的输出波形为典型的方波信号。当 R_p 调至最小 ($R_p = 0$) 时, 由示波器测试出方波的上顶宽 (即脉宽) $t_1 = 1 \times 50\mu\text{s}$, 方波的下底宽 $t_2 = 1.3 \times 50\mu\text{s}$ 。因此, 输出方波的

占空比 $D_{\min} = 1 \times 50\mu\text{s} / [(1 + 1.3) \times 50\mu\text{s}] = 0.43$ ；当 R_p 调至最大（实测 $R_p = 38\text{k}\Omega$ ）时， $t_1 = 4 \times 50\mu\text{s}$ ， $t_2 = 1 \times 50\mu\text{s}$ ，其占空比为 $D_{\max} = t_1 / (t_1 + t_2) = 0.80$ 。因此，本电路的脉宽调节范围 $D = 0.43 \sim 0.80$ 。电源电压为 12V。

改变 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_p 和 C_1 可改变振荡频率，取不同值的 R_p 可扩展占空比 D 的范围。

6. 555 脉宽调制器（六）

555 接成无稳态电路所形成的脉宽调制器如图 15.11 所示。这是一个实用、性能优良、使用方便的脉宽调制器。 R_{p1} 用于调节占空比； R_{p2} 用于调节频率。

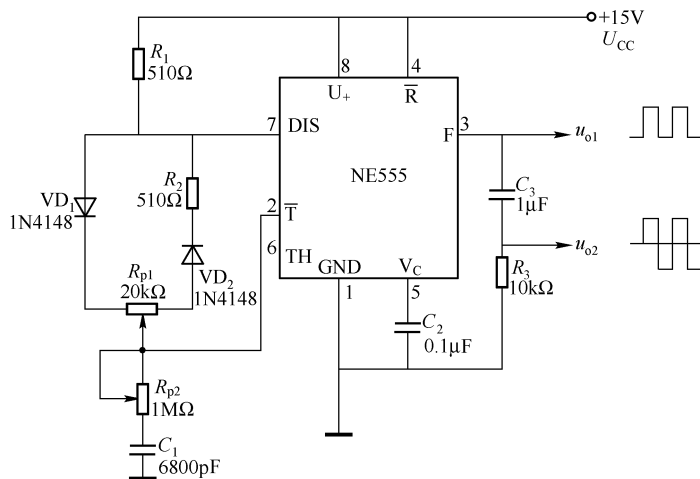


图 15.11 555 脉宽调制器（六）

调节 R_{p1} ，输出方波的脉宽发生变化，其占空比可在 5% ~ 95% 之间调节，但对输出频率有所影响；调频时对脉宽也有影响。

电源电压较低时，工作周期受二极管压降的影响较大，用 15V 电源时，工作周期是 $0.76RC$ ，用 5V 电源时工作周期是 $1.0RC$ 。 R 是串联在定时电容上的总电阻。

7. 555 脉宽调制器（七）

图 15.12 所示为 555 脉宽调制器电路（七），输出脉冲的占空比可在很宽的范围内调制。二极管 VD_1 和 VD_2 为电容 C 提供了充、放电通道。电位器 R_{p1} 控制输出脉冲的工作时间；电位器 R_{p2} 控制输出脉冲的截止时间。 R_1 为放电回路的电阻， R_2 为充电回路的电阻，应使 $R_1 = R_2$ ，取 $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$ 。 R_{p1} 、 R_{p2} 采用 $10\text{M}\Omega$ 多圈电位器。

调节 R_{p1} 和 R_{p2} 可使工作时间和截止时间在 10000:1 范围内变化。

电源电压较低时，工作周期受二极管的影响较大，应用 15V 电源时，工作周期为 $0.76RC$ ；而用 5V 电源时工作周期是 $1.4RC$ 。 R 是串联在定时电容上的总电阻。

8. 555 脉宽调制器（八）

555 脉宽调制器（八）的电路如图 15.13 所示。该电路的脉冲周期是不变的，调节 R_p 可改变占空比。取 $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$ ， $R_p = 10\text{M}\Omega$ ，则输出脉冲的占空比 $D = 0.01\% \sim 99.99\%$ 。调节 R_p 时输出频率只有很小的变化。

电源电压较低时，工作周期受二极管的压降影响较大。用 15V 电源时，工作周期是

$0.76RC$; 用 $5V$ 电源时, 工作周期是 $1.4RC$ 。 R 是串联在定时电容上的总电阻。

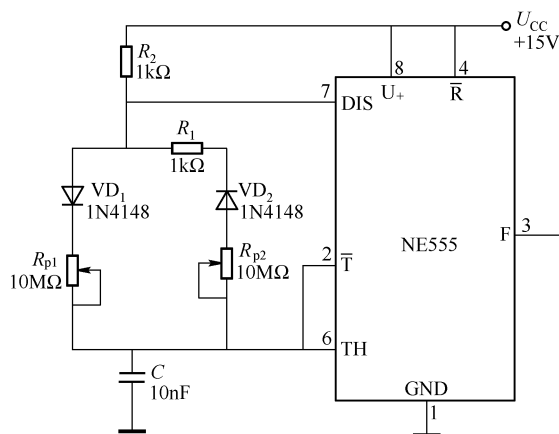


图 15.12 555 脉宽调制器 (七)

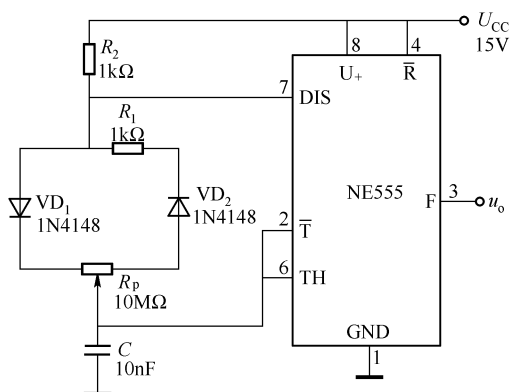


图 15.13 555 脉宽调制器 (八)

第五节 555 脉宽调制器的直流电动机调速系统

在要求成本低、可靠性高以及效率高的应用中, 常应用 555 脉宽调制器下面介绍的小型直流电动机调速系统的设计特别有用。555 脉宽调制器的直流电动机调速系统如图 15.14 (a) 所示, 通过调节电位器可以在很宽范围的调节直流电动机的转速。

一、555 脉宽调制器

555 脉宽调制器如图 15.14 (a) 中点画线左侧部分所示, 实质上它是一个可调脉冲占空比的电路。这里, 555 脉冲发生器的充、放电回路不同于一般的振荡器, 它的充电回路为 $U_{CC} - R_1 - VD_1 - R_{pA} - C - GND$, 其充电时间为

$$t_1 = \ln 2 (R_1 + r_{VD1} + R_{pA}) C$$

式中, r_{VD1} 为二极管的正向电阻, 较小, 故

$$t_1 \approx 0.693 (R_1 + R_{pA}) C$$

当 C 完成充电后, 其上极板为正, 它的放电回路是 $C - R_{pB} - R_2 - VD_2 -$ 内部放电管 (放电管导通后将 7 脚接地), 故放电时间为

$$t_2 \approx 0.693 (R_{pB} + R_2) C$$

因此, 555 的振荡周期为

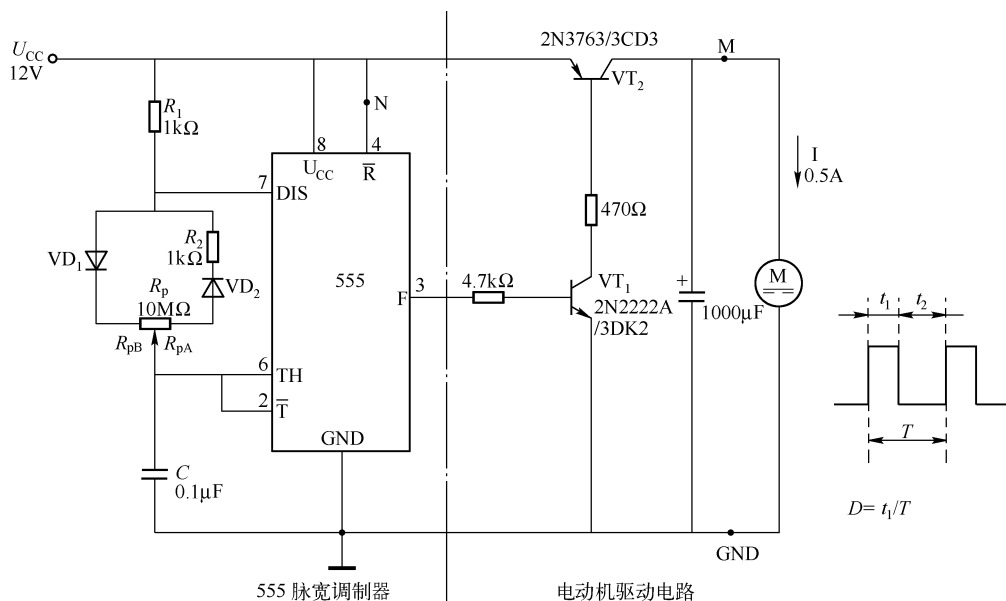
$$\begin{aligned} T = t_1 + t_2 &\approx 0.693 (R_{pA} + R_{pB} + R_1 + R_2) C \\ &= 0.693 (R_p + R_1 + R_2) C \end{aligned}$$

在电路设计中, 取 $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_p \gg R_1$ (或 R_2), 图中取 $R_p = 10M\Omega$ 。

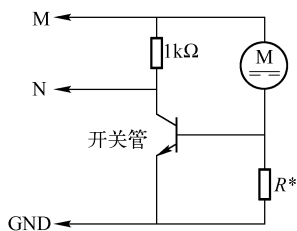
脉冲的占空比为

$$D = \frac{t_1}{T} = \frac{R_1 + R_{pA}}{R_p + R_1 + R_2}$$

当 $R_{pA} = 0$ 时 $D = R_1 / (R_p + R_1 + R_2) \approx R_1 / R_p = 0.01\%$; 当 $R_{pB} = 0$ 时, R_{pA} 变成 R_p , 此时



(a) 脉宽调速电路



(b) 过载保护电路

图 15.14 555 脉宽调制器的直流电动机调速系统

的占空比为 $D = R_1 + R_p / (R_p + R_1 + R_2) = 99.99\%$ 。 R_p 采用多圈（5 圈或 10 圈）电位器，可以连续地调节输出脉冲的占空比，即调节脉冲的宽度。

二、直流电动机脉宽调速电路

脉宽调制器和电动机驱动部分组成了一个完整的直流电动机脉宽调速系统。555 的输出端 F（3 脚）输出可调脉宽的一系列方波，当 $F=1$ （高电平）时， VT_1 导通，大功率管 VT_2 的基极为低电平，故 VT_2 导通，将直流电动机 M 接通电源，电动机加速；当 $F=0$ （低电平）时， VT_1 截止， VT_2 也截止，将电源切断，此时电动机靠惯性和 C 的储能旋转，电动机减速。

当电位器 R_p 的滑动触头向左滑动时，占空比 D 减小，即正脉冲宽变减小，555 输出的平均值变小，电动机减速；当 R_p 的滑动触头向右滑动时， D 增大，脉宽加大，平均值变大，电动机增速。平均值的大小用下式表示：

$$u_x = \frac{1}{T_o} \int_0^T u_o(t) dt$$

式中, T_o 为 F 端输出波形的周期; $u_o(t)$ 为输出方波的函数表达式。用示波器的显示波形可准确得出 $u_o(t)$, 可准确计算出 R_{pA} 或 R_{pB} 为某一位置时的输出平均电压。

三、电动机过载保护电路

图 15.14 (a) 所示电路没有过载保护电路, 当电动机的负载增大 (电动机的转矩增大) 时, 电枢电流 I 增大, 有可能烧毁功率管 VT_1 。过载保护电路如图 15.4 (b) 所示, 将图 15.14 (a) 电路中的复位连续 \bar{R} (4 脚)、M 点和 GND 点均断开, 再将图 15.14 (b) 中的 M、N 和 GND 三点分别接入图 (a) 中的对应点, 则可组成带有过载保护的脉宽调速系统。

过载保护的原理是: $I_p \rightarrow R^*$ (取样电阻) 压降 ($= U_{e3}$) $\uparrow \rightarrow VT_3$ 导通 $\rightarrow \bar{R}$ 电位 $\uparrow \rightarrow 555$ 复位 \rightarrow 输出 $F=0 \rightarrow VT_1$ 截止 $\rightarrow TV_2$ 截止 \rightarrow 切断电源。当电流下降时又使 \bar{R} 复位, 电动机运转。平时, $IR^* < U_{be3} = 0.65V$, VT_3 截止, \bar{R} 的电位接近 U_{CC} , 电动机正常运转。

取样电阻的选择: 电枢电流 I 超出正常值时, $IR^* \geq U_{be3}$, 即 $0.5R^* \geq 0.6V$, 得 $R^* \geq 1.3\Omega$, 可取 R^* 为 $1.3\Omega/1W$ 或 $1.5\Omega/1W$ 。

四、调试

下面主要介绍脉宽调制器的调试, 只要电路连接正确, 555 的输出端即可输出可调脉宽脉冲。

将示波器的探头接 F 和 GND, 调节 R_p , 示屏上显示出脉冲宽度可变的方波。如果有占空比测试仪也可看出 D 的变化。也可万用表调试: 将红表笔接 F, 黑表笔接 GND, 选直流电压挡, 调节 R_p 可看出指针式数字示值的连续变化。脉宽越宽其平均值越大, 电动机转速越高。

第六节 频率、脉宽可调的脉冲电路

一、频率、脉宽可调的脉冲发生器

在图 15.15 所示的频率、脉宽可调的脉冲发生器中, 利用 R_{p1} 可调节振荡器的频率, 而在一定的频率范围内不会影响脉宽; 用 R_{p2} 可改变脉宽, 但影响振荡频率。集成电路可用 CD4011 也可用 CD4001 (它们的引脚相对应)。当 $C_2 = 560pF$ 时, C_1 选用不同容量, 其脉宽 t_p 与频率的关系见表 15.3。

表 15.3 不同容量的 C_1 对脉宽和频率的影响

$C_1/\mu F$	t_p/ms	f_{min}/Hz	f_{max}/Hz
33	0.01	140	10k
33	0.4	70	1k
0.1	0.01	100	500
0.1	0.4	20	500
1	0.01	20	5k
1	0.4	2	2k

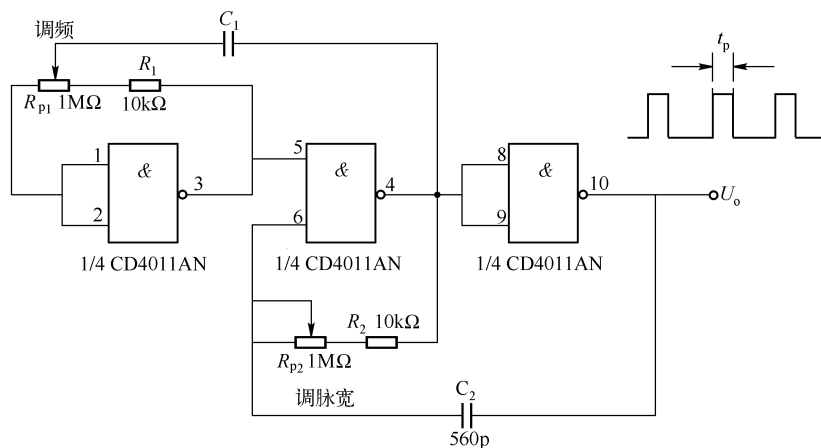


图 15.15 频率脉宽可调的脉冲发生器

二、频率、脉宽可调的方波发生器

频率、脉宽可调的方波发生器电路如图 15.16 所示。它由两级振荡器组成，第一级为 $IC_{1A} \sim IC_{1C}$ 组成的方波发生器，第二级为 $IC_{2A} \sim IC_{2C}$ 组成的键控脉冲振荡器。第一级的振荡频率可以从几赫兹到 1MHz，输出脉冲的上升沿和下降沿分别为 45ns 和 15ns，重复频率取决于 R_{p1} 和 C_1 的值。

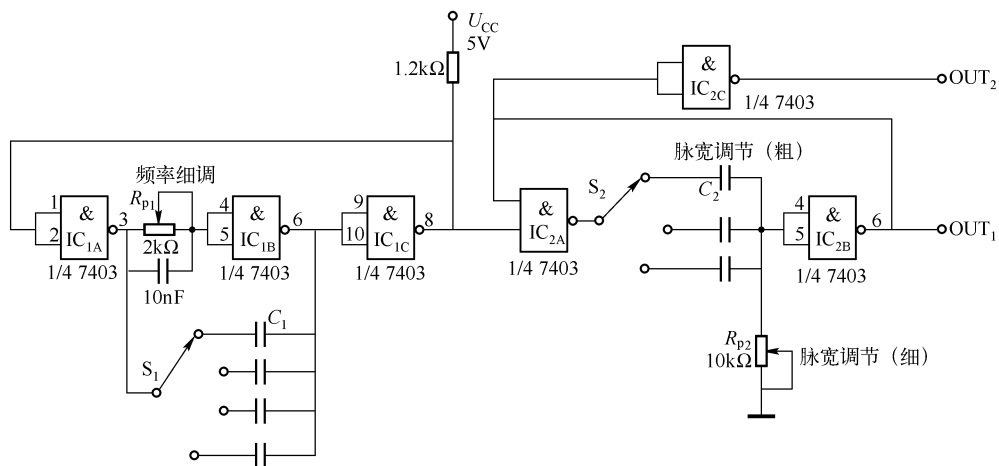


图 15.16 频率、脉宽可调的方脉冲发生器电路

第二级为键控振荡器，当 IC_{2A} 的输入（即 IC_{1C} 的输出）为 1 时，键控振荡器振荡，其输出也是方波； IC_{2A} 的输入为 0 时，键控器停振。方波的脉宽可以调节，选择不同的 C_2 值可以进行粗调，用电位器 R_{p2} 可以细调脉冲宽度，因此，该电路是一个 PWM 电路。

设计要点如下：

① 器件的选择。与非门 IC_1 应选择集电极开路输出（OC 输出）的 TTL 电路，如 7403、7405、7412、7422 等； IC_2 应选择图腾柱输出（AD 输出）的 TTL 与非门电路，如 7400、

该电路没有使用运放或比较器产生脉宽调制信号，脉宽调制的任务由反馈放大器 VT_2 和 18V 稳压管完成。如果在负反馈回路中发生了不正常情况，为了防止输出电压突然上升，由晶体管 VT_3 和 21V 稳压管组成的保护电路对 VMOS 管进行栅极钳位，限制了它的进一步驱动。

设计要点如下：

① CMOS 施密特触发器的振荡电路，其振荡频率计算公式中的参数难以确定，故用图表来估算。图 15.18 所示是 $U_{CC} = 10V$ 时，由 R_t 、 C_t 确定的频率曲线。此图只能作粗略估算，作为选择定时元件数值的范围， f 还和 U_{CC} 的大小有关。

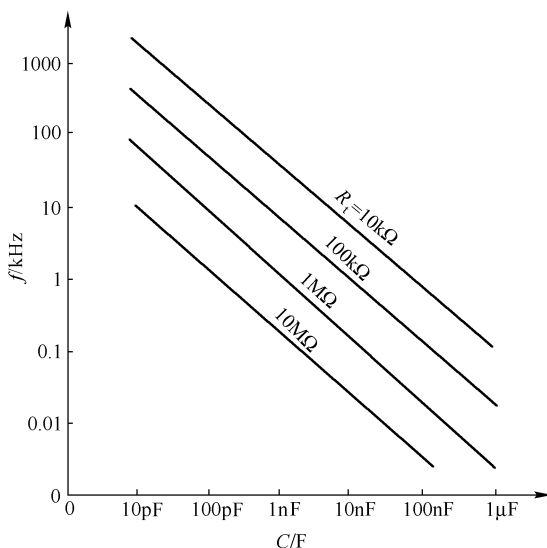


图 15.18 定时元件 R_t 、 C_t 与频率的关系

② 电感值由下式确定：

$$L = \eta U_{CC}^2 / (8fP_o)$$

式中， η 为电路的功率转换效率，可达 90%； f 为输入至 VMOS 管栅极的信号频率； P_o 为输出功率； U_{CC} 为电源电压。

当 $U_{CC} = 15V$ ， $R_t = 10k\Omega$ ， $C_t = 100pF$ 时， $f = 515.44kHz$ ， $L = 0.9 \times 15^2 H / (8 \times 515.44 \times 10^3 \times 35) = 1.4\mu H$ ，取标称值 $1.2\mu H$ ；当 $U_{CC} = 12V$ ， $R_t = 10k\Omega$ ， $C_t = 100pF$ 时， $f = 485.90kHz$ ， $L \approx 1\mu H$ 。

电感的选择不仅要考虑其电感值，还要考虑其载流量，应选择载流量为 2A 以上线径的漆包线，其设计方法见附录中的电感设计计算方法。

第八节 PWM 推挽开关稳压电源

TL494/CW494 是脉宽调制 VMOS 管双极开关功率管的理想器件，在国内外得到广泛应用。TL494 为美国德克萨斯仪器公司产品，CW474 为国产，其内部电路稍加改动，与 TL494 性能一致，二者兼容。

一、TL949/CW494 简介

TL949/CW494 是性能优良、产销量较大的典型 PWM 调制器, 为双列直插 16 脚集成电路, 典型工作电压为 15V, 功耗为 150mW。它的内部电路结构框图如图 15.19 所示。

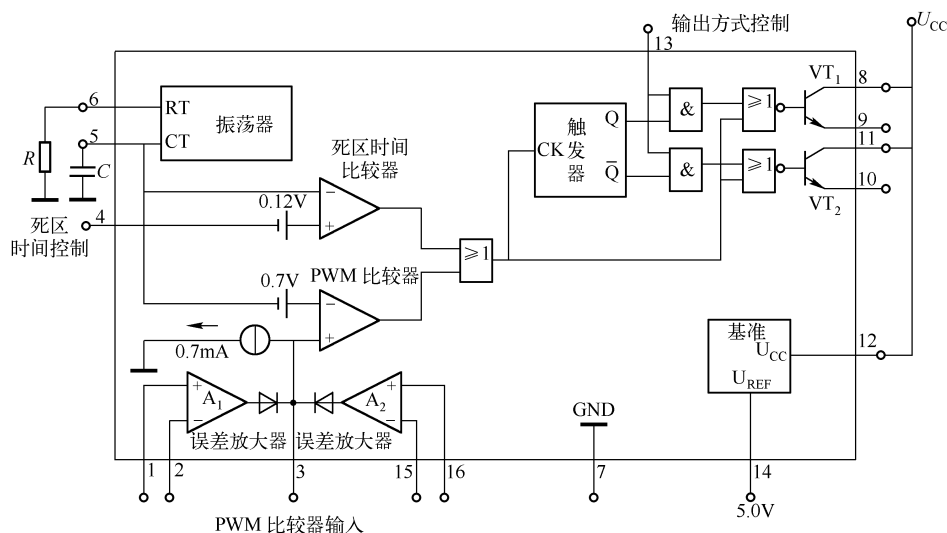


图 15.19 TL494/CW494 内部电路框图

电路的核心是脉宽调制器 (PWM)。PWM 比较器的反相端接至振荡器, 振荡器产生的 100Hz ~ 400kHz 锯齿波送至 PWM 比较器的反相端, PWM 比较器的控制信号由 3 脚送入, 即由 3 脚信号控制比较器的输出脉冲宽度 (即进行 PWM 调制)。芯片内有两个误差放大器 A_1 、 A_2 , 它们的输出端用二极管隔离, 互不影响, 一般, 一个用做误差放大器, 另一个用做过电流保护放大器。放大器闭环, 工作十分稳定 (图内未画出闭环环节), 能使开关电源在空载时也能稳定电压; 过电流保护放大器可使输出做成限流型。

CW494 的独特部分为内部设置了一个独立的死区时间比较器, 它的反相端也接至振荡器, 同相端做 0.12V 电平移动, 引向 4 脚, 利用外控电位可以大范围改变调制器的死区时间, 也可用于设计软启动电路、欠电压或过电压保护等。

死区时间比较器和脉宽比较器的输出送入或门, 然后控制输出级及输出晶体管 VT_1 、 VT_2 。 VT_1 、 VT_2 为集电极、发射极开路输出, 使用比较灵活。

13 脚为输出方式控制端, 为高电平时, 集成电路为双端输出; 为低电平时, 电路为单端输出。单端输出时, 两路并联工作, 电路可输出 400mA 电流。可以说, 电路的控制能力极强, 控制范围极广。

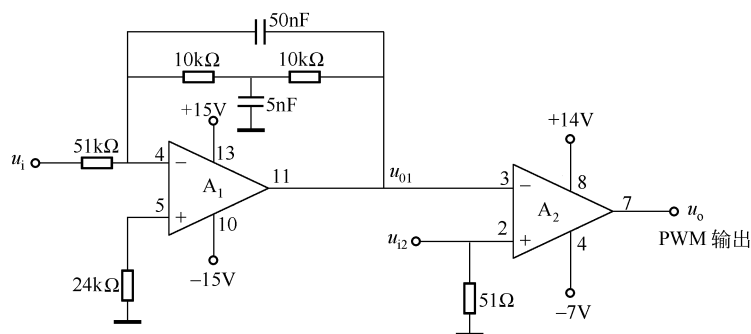
芯片内还有一个独立的基准电压源, 它将输入电压 (U_{CC}) 变成稳定的 5.0V 基准电压, 可为外接 TTL 集成电路和本身其他端子提供 5.0V 电源。 U_{CC} 的范围为 8 ~ 40V。

二、PWM 推挽开关稳压电源

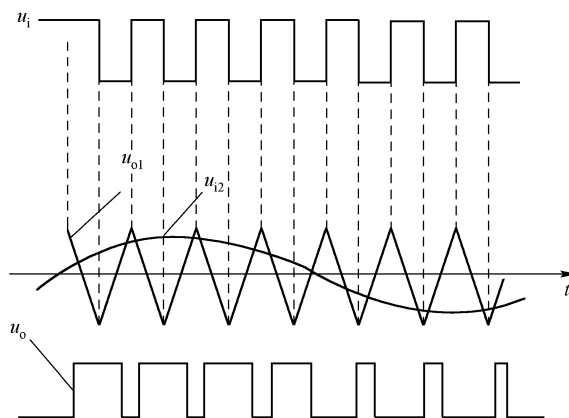
脉宽调制开关稳压电源电路如图 15.20 所示。VMOS 功率场效应管的控制功率很小, 因

由高速运算放大器 A_1 和高速电压比较器 A_2 组成的高速脉宽调制电路如图 15.21 (a) 所示。 A_1 为积分器, 当 A_1 的反相端加上方波信号时, 积分器将它变换成三角波 u_{o1} , 并直接加到比较器 A_2 的反相端; A_2 的同相端加音频调制信号 (正弦波) u_{i2} , 比较器将 u_{o1} 与 u_{i2} 进行比较。当音频调制信号电压 u_{i2} 比三角波电压 u_{o1} 高时, 比较器正饱和输出接近于电源电

压的正幅度；反之，比较器输出接近于电源电压的负幅度。这样，就形成了脉形宽度被音频信号幅度调制的脉冲序列 u_o ，即 PWM 输出。图 15.21 (b) 所示是各点的波形。



(a) 电路



(b) 波形

图 15.21 高速脉宽调制电路

对于高速脉宽调制电路，积分器 A_1 应选择高速运算放大器（如 $\mu A715$ 、F715 等）；比较器 A_2 也应选择高速电压比较器（如 $\mu A710$ 、LM710 等）。

注意：电压比较器 LM710 必须使用不对称电源，如正电源 U_{CC} （8 脚）的电源电压为 +14V，负电源 U_{EE} （4 脚）为 -7V。

第十节 由模拟开关组成的幅度调制器

由模拟开关组成的幅度调制器如图 15.22 (a) 所示。其真值表可以是 MAX4526 的，也可以是 MAX4527 的，两者的逻辑功能完全相同，只是内部电路稍有差别。图 15.22 (b) 所示是各点波形。IN 为逻辑输入端，本例为一列方波脉冲，它作为载波，A、B 为模拟波形输出，电路通过二次绕组带有中间抽头的变压器取得 A、B 互为反相的两个模拟输入信号。由模拟开关的真值表的性能分析，可以得到 X、Y、X - Y（输出）的波形，也就是说它们的幅度被调制了。

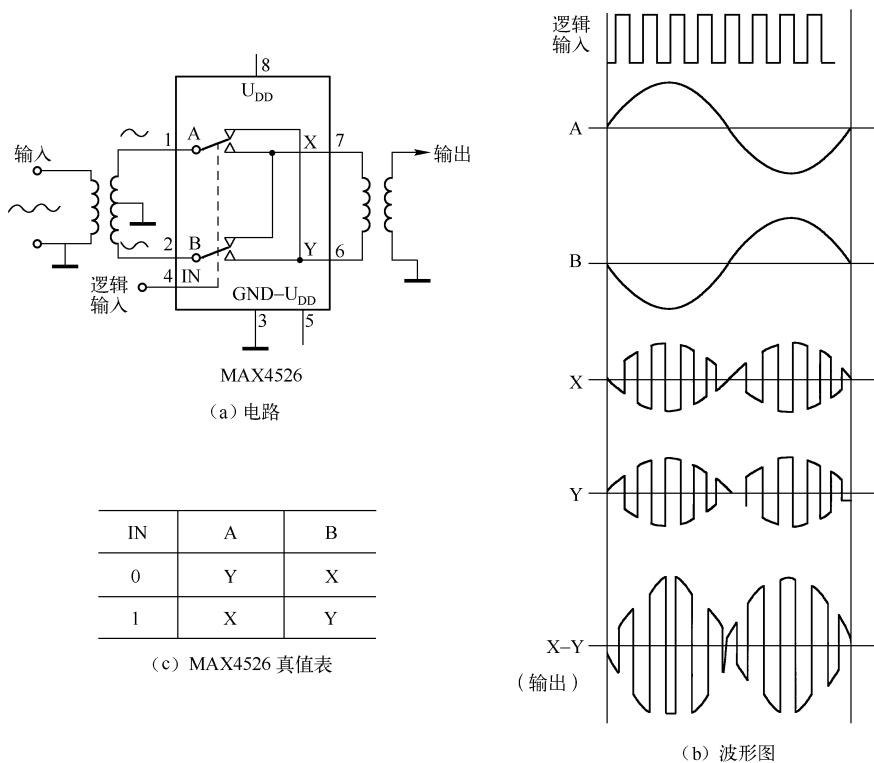


图 15.22 由模拟开关组成的幅变调制器

第十一节 精密幅度调制器的设计

幅度调制器，又叫线性幅度调制器、AM 调制器（即调幅器），它和调幅广播将音频信号叠加在高频载波上所用的电路相似。幅度调制器广泛用于仪器仪表领域。

一、电路及其原理

幅度调制器常由模拟开关、比较器和运算放大器等组成，如图 15.23 所示，共用三只集成电路。

载波信号 u_c 为占空比 50% 的等幅方波脉冲，其正幅度为 5V，负幅度为 -5V；调制信号 u_m 为良好线性的斜波，其负幅度为 -4V。

载波信号用比较器和反相后取得 \bar{u}_c ，用 u_c 控制模拟开关 S_1 和 S_4 的通、断，用 \bar{u}_c 控制模拟开关 S_2 和 S_3 的通、断。 A_2 的 51k Ω 电阻为集电极开路的上拉电阻，调制信号 u_m 加至运放 A_1 的反相端， A_1 为反相放大器，其增益为 $A_{F1} = -R_2/R_1$ ，调节 R_2 (R_{p1}) 可调节幅度；电位器 R_{p2} (R_4) 用于调节调制深度。

在 u_c 的正半周，即 $u_c = 1$ 时，CD4066 的控制端 13 脚、12 脚为高电平，故 S_1 和 S_4 导通 ($U_{CC} = \pm 5V$ 时其导通电阻 $R_{ON} = 400\Omega$)；与此同时， $\bar{u}_c = 0$ ， S_2 和 S_3 断开（在 $U_{CC} = \pm 5V$ 时其截止电阻 $R_{OFF} = 180M\Omega$ ）。在 u_c 的负半周，恰好相反， S_1 和 S_4 断开， S_2 和 S_3 导通。

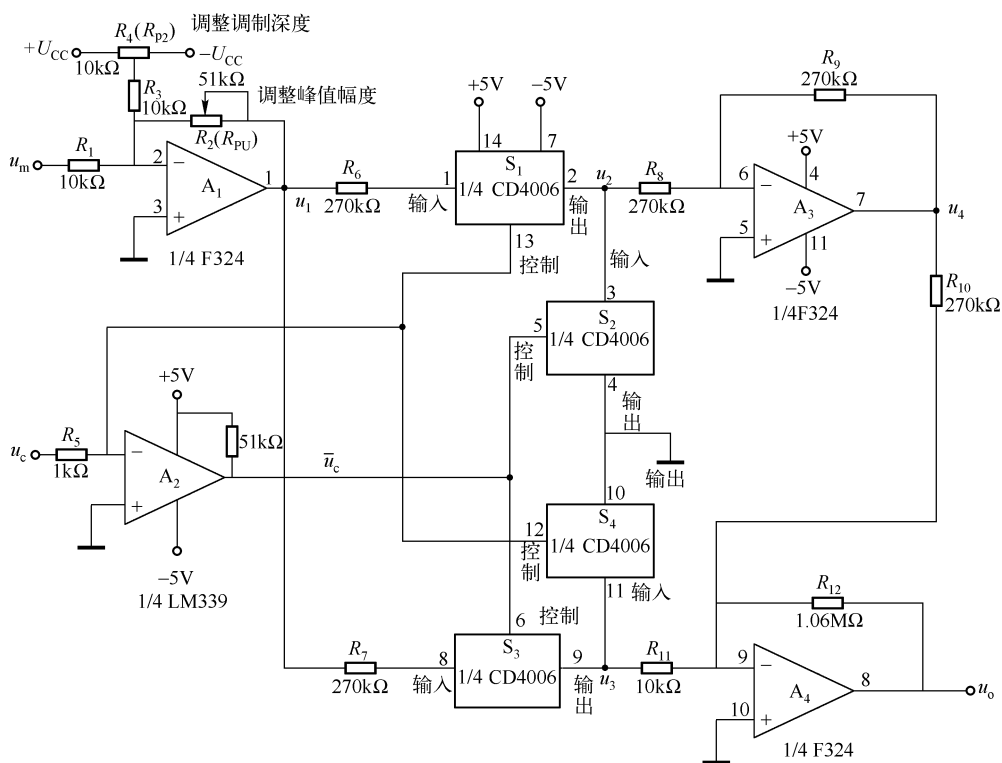


图 15.23 精密幅度调制器

图 15.24 所示为电路中各点的电压波形图, 由载波 u_c 控制模拟开关周期地通断, u_1 经斩波后的波形为 u_2 和 u_3 。由图可见, u_2 和 u_3 的斩波是在 u_c 相反的半周期进行的, $u_2 = u_1 R_8 / (R_6 + R_{ON} + R_8)$, $u_3 = u_1 R_{11} / (R_7 + R_{ON} + R_{11})$, 即 u_2 和 u_3 比 u_1 要小。

u_2 经反相后产生 u_4 , u_3 和 u_4 在求和放大器 A_4 中求和后, 最后得到输出电压 u_o 。如果需要, R_{12} 可用电位器代替, 可调节系统的增益, 亦即 u_o 的峰-峰值幅度。

重要的误差来源是模拟开关的 R_{ON} 和 R_{OFF} 。例如, 当 S_1 断开、 S_2 接通时, u_2 处的电压应为零, 实际上近似为 $u_{2(OFF)} \approx u_1 R_{ON} / R_{OFF}$; 反之, S_1 接通、 S_2 断开时, u_2 处的电压应精确等于 $u_1 R_8 / (R_6 + R_8)$, 而实际是 $u_{2(ON)} \approx u_1 R_8 / (R_{ON} + R_6 + R_8)$, 如 R_8 很小, 误差较大, 在 u_3 处的误差与上述类似。

二、设计步骤

(1) 选择电源和器件

若系统的所有元器件都用同一个电源, 就减少了电源的数量, 成本、体积减小。如果希望系统有较大的输出, 则可把 $A_1 \sim A_4$ 或仅把 A_4 接到电压较高的电源上。

为了减少电源的种类, 选择电压比较器、模拟开关和运算放大器都使用同一电源, 并且正、负电源 (或正的单电源) 的电压应比所期望的输出 u_o 的峰值至少高出 2V。

(2) 选择 R_1 (A_1 的反相电阻)

使 R_1 等于或大于在 u_m 点上所允许的最小输入电阻。

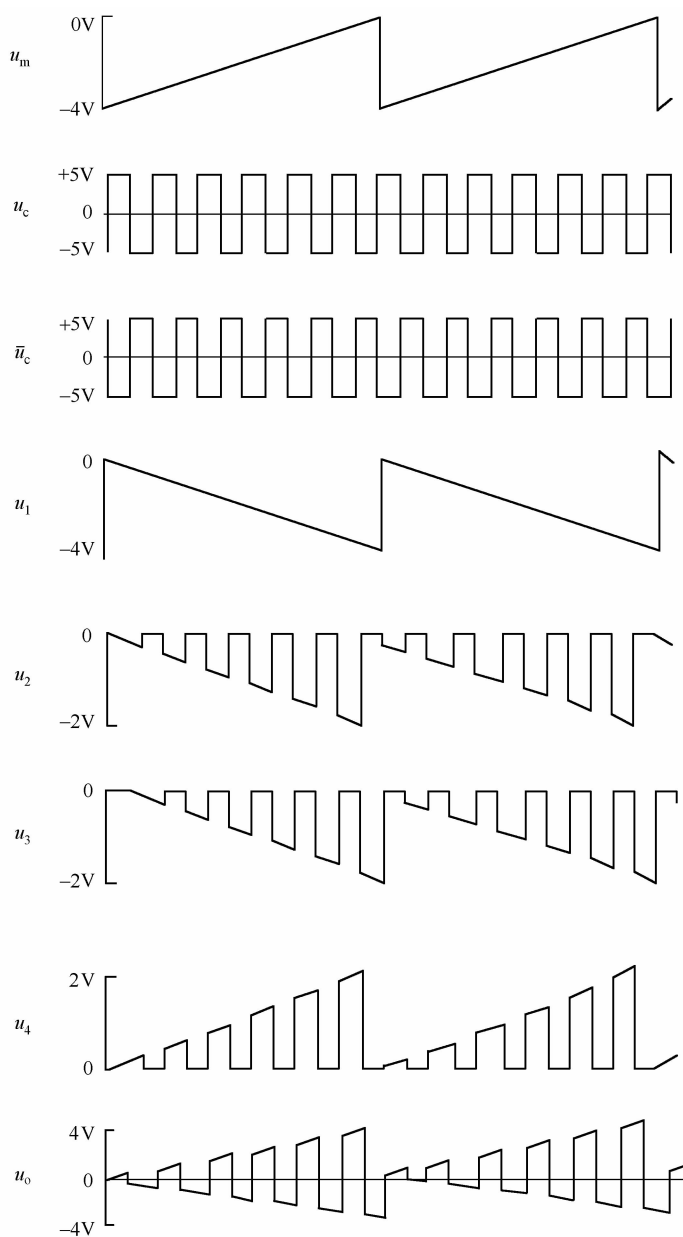


图 15.24 电路中各点的电压波形

(3) 选择基准电压 U_R 的范围

使 U_R 比设定的 u_m 的正负值稍大。一般可取 U_R 的最大正值 $U_P = +U_{CC}$, U_R 的最小负值 $U_N = -U_{CC}$ 。

(4) 求 R_3 、 R_4 (R_{p2}) 和 R_5

令 $R_3 = R_4 (R_{p2}) = R_1$; $R_5 = 0 \sim 5k\Omega$ (一般选用 A_2 比较器生产厂商的推荐值)。

(5) 确定 R_2

$R_2 < R_1 (|\pm U_{CC}| - 2) / |u_m|_{\max}$ 或 $R_2 < R_3 (|\pm U_{CC}| - 2) / |U_R|_{\max}$, R_2 的取值应比用两不等计算出的较小者还要小一些。

(6) 计算 $R_6 \sim R_{11}$

$R_6 \sim R_{11}$ 均相等且都等于 R , 即

$$R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11} = R = \sqrt{R_{ON}R_{OFF}}$$

式中, R_{ON} 和 R_{OFF} 分别为模拟开关的导通电阻和截止电阻。

(7) 确定 R_{12}

$$R_{12} = 4RR_1 u_o(\text{峰值}) / [3R_2 u_m(\text{峰值})]$$

式中, $R = R_6 = R_7 = R_8 = R_{10} = R_{11}$ 。

如果 R_{12} 太大, A_4 的偏流将引起输出失调, 用 $\Delta U_o = I_{b4} R_{12}$ 计算失调量, 如果 ΔU_o 比容许值大, 则减小 R_{12} , 直至获解满足的失调量为止。但减小 R_{12} 将降低整个电路的增益, 一般将全部的 $R (= R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11})$ 都降低 (降低的比值与 R_{12} 降低的比值相同, 例 $R_{12} = 1.93\text{M}\Omega$, $R = 480\text{k}\Omega$, R_{12} 降为 $193\text{k}\Omega$, R 降为 $48\text{k}\Omega$), 此举将稍微增加开关误差, 但开关误差不如失调误差 ΔU_o 重要。

(8) 计算输出 u_o 的正峰值 $u_{oP}(+)$ 和负峰值 $u_{oP}(-)$

$$u_{oP}(+) = \frac{R_2 R_{12}}{(R_7 + R_{11})} \left(\frac{u_m}{R_1} + \frac{U_R}{R_3} \right) \quad (S_3 \text{ 接通、} S_4 \text{ 断开时的输出电压, 忽略开关、运放的误差})$$

$$u_{oP}(-) = -\frac{R_2 R_9 R_{12}}{R_{10}(R_6 + R_8)} \left(\frac{u_m}{R_1} + \frac{U_R}{R_3} \right) \quad (S_1 \text{ 接通、} S_2 \text{ 断开时的输出电压, 忽略开关、运放的误差})$$

放的误差)

计算时将 $U_R = U_m(\text{峰值})/2$ 代入。

(9) 计算考虑开关误差时输出电压 u_o 的峰值

$$u_o(\pm) \approx \pm \frac{R_2 R_{12} R_{OFF}}{(R + R_{ON})(R + R_{OFF}) + RR_{OFF}} \left(\frac{u_m}{R_1} + \frac{u_R}{R_3} \right)$$

式中, R 为 $R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11}$ 的值; $U_R = U_m/20$ 。再将 $u_o(\pm)$ 与 $u_{oP}(+)$ 、 $u_{oP}(-)$ 进行比较。

三、调幅器设计举例

设计一个幅度调制器, 载波信号 u_c 的频率为 2kHz 、峰-峰值为 10V 的方波; 调制信号 (斜波) u_m 的频率为 $3 \sim 100\text{Hz}$, 最大的峰-峰值为 4V , 即 $U_m = \pm 2\text{V}$ (中心为 0V)。要求 $U_o = \pm 3\text{V}$ (中心为 0V), 输入阻抗 $R_i > 5\text{k}\Omega$, 最大输出失调电压 $\Delta U_o = \pm 0.1\text{V}$ 。

设计步骤如下:

① 选用 $\pm 5\text{V}$ 稳压电源; 选择四模拟开关 CD4066, 其导通电阻 $R_{ON} = 400\Omega$, 截止电阻 $R_{OFF} = 18\text{V}/0.1\mu\text{A} = 180\text{M}\Omega$; 选择四运放 F324, 其偏流 $I_{b4} = -45\text{nA}$; 选四电压比较器 LM339。

② 令 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, 则 $R_{iN} = R_1 = 10\text{k}\Omega > 5\text{k}\Omega$ 。

③ 令基准电压 U_R 的最大正值 $U_P = +5\text{V}$, 最小负值 $U_N = -5\text{V}$, 因此可用 $\pm 5\text{V}$ 稳压电源。

④ 求 R_3 、 R_4 (R_{p2}) 和 R_5 的值。令 $R_3 = R_4$ (R_{p2}) $= R_1 = 10\text{k}\Omega$; 可令 $R_5 = 0$ 或取一小电阻值, 本例令 $R_5 = 1\text{k}\Omega$ 。

⑤ 确定 R_2 。

$$R_2 < R_1 (| \pm U_{CC} | - 2) / | U_m |_{\max} = 10 \times 10^3 \times (5 - 2) / 2 \Omega = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 < R_3 (| \pm U_{CC} | - 2) / | U_R |_{\max} = 10 \times 10^3 \times (5 - 2) / 5 \Omega = 6 \text{ k}\Omega$$

取 $R_2 = 5.1 \text{ k}\Omega$ 。

⑥ 计算 $R_6 \sim R_{11}$ 值。令 $R_6 \sim R_{11}$ 均等于 R ，即

$$R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11} = R = \sqrt{R_{\text{ON}} R_{\text{OFF}}} = \sqrt{400 \times 180 \times 10^6} \Omega = 268 \text{ k}\Omega$$

取标称值 $R = 270 \text{ k}\Omega$ 。

⑦ 确定 R_{12} (该电阻需用精确值)

$$\begin{aligned} R_{12} &= 4RR_1 U_o (\text{峰值}) / [3R_2 U_m (\text{峰值})] \\ &= 4 \times 270 \times 10^3 \times 10 \times 10^3 \times 3/3 \times 5.1 \times 10^3 \times 2 \Omega = 1.06 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

式中， $R = R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11}$ 。

A_4 (F324) 的偏流 $I_{b4} = -45 \text{ nA}$ ，引起输出电压失调量为 $\Delta U_o = I_{b4} R_{12} = -45 \times 10^{-9} \times 1.06 \times 10^6 \text{ V} = -48 \text{ mV}$ 。

$|-48 \text{ mV}| < \Delta U_o = |\pm 0.1 \text{ V}|$ ，可不考虑 I_{b4} 在 R_{12} 上的失调影响，即可取 $R_6 \sim R_{11}$ 均为 $270 \text{ k}\Omega$ ， R_{12} 为 $1.06 \text{ M}\Omega$ (否则需减小 R_{12} 和 $R_6 \sim R_{11}$ 值)。

⑧ 计算输出 u_o 的正峰值 $u_{op}(+)$ 和负峰值 $u_{op}(-)$ 。

$$\begin{aligned} u_{op}(+) &= \frac{R_2 R_{12}}{(R_7 + R_{11})} \left(\frac{U_m}{R_1} + \frac{U_m}{2R_3} \right) \\ &= \frac{5100 \times 270 \times 10^3}{(270 \times 10^3 + 270 \times 10^3)} \times \left(\frac{2}{10 \times 10^3} + \frac{2}{2 \times 10 \times 10^3} \right) \text{ V} = 3.0033 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{op}(-) &= -\frac{R_2 R_9 R_{12}}{R_{10} (R_6 + R_8)} \left(\frac{U_m}{R_1} + \frac{U_m}{2R_3} \right) \\ &= \frac{-5100 \times 270 \times 10^3 \times 1.06 \times 10^6}{270 \times 10^3 \times (270 \times 10^3 + 270 \times 10^3)} \times \left(\frac{2}{10 \times 10^3} + \frac{2}{2 \times 10 \times 10^3} \right) \text{ V} \\ &= -3.0033 \text{ V} \end{aligned}$$

⑨ 计算 $u_o(\pm)$ 。

$$\begin{aligned} u_o(\pm) &= \pm \frac{R_2 R_{12} R_{\text{OFF}}}{(R + R_{\text{ON}})(R + R_{\text{OFF}}) + RR_{\text{OFF}}} \left(\frac{U_m}{R_1} + \frac{U_m}{2R_3} \right) \\ &= \pm \frac{5100 \times 1.06 \times 10^6 \times 180 \times 10^6}{(270 \times 10^3 + 400)(270 \times 10^3 + 180 \times 10^6) + 270 \times 10^3 \times 180 \times 10^6} \times \\ &\quad \left(\frac{2}{10 \times 10^3} + \frac{2}{2 \times 10 \times 10^3} \right) \text{ V} \\ &= \pm 2.9989 \text{ V} \end{aligned}$$

开关误差引起和输出电压的误差为 $3.0033 \text{ V} - 2.9989 \text{ V} = 4.4 \text{ mV}$ ，可忽略，满足设计要求。

第十二节 占空比很小的 555 振荡器

占空比很小的 555 振荡器电路如图 15.25 所示。晶体管 VT_1 组成一个电流吸收器，它使电容 C_1 定时放电。振荡器的输出 U_o 的波形如图所示，这是一个占空比很大的方脉冲波形，

再接一个晶体管反相驱动器 VT_2 、将 U_o 波形反相至 180° ，可得到 VT_2 的 U_{CE} 的电压波形，因此，通过负载的电流也是一个脉宽很短的方脉序列波形。

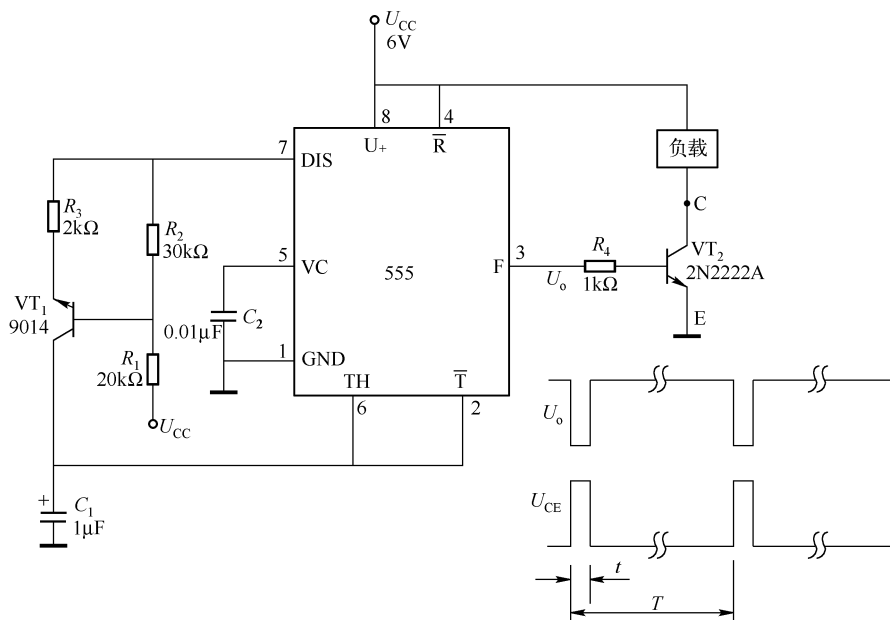


图 15.25 占空比很小的 555 振荡器电路

当电源电压为 6V，负载为 LED 时，用数字频率计测量， U_{CE} 的周期 $T = 19885\mu s$ ，频率 $f = 50.3\text{Hz}$ 。用示波器测量 $T \approx 19\text{ms}$ ，脉冲宽度 t 与周期 T 之比 $t/T = 1/11$ ，即占空比 $D = 1/10$ 。该电路对节能具有一定意义。负载可为 LED 或灯泡等。对于中、轻负载 VT_2 可选用 2N2222；对于重载，可选用 NPN 型达林顿管 D1590、D880 或其他型号的大功率管。

第十三节 占空比可调的脉冲发生器

占空比可调的脉冲发生器电路主要由 CD4013 双 D 触发器等组成，如图 15.26 所示。

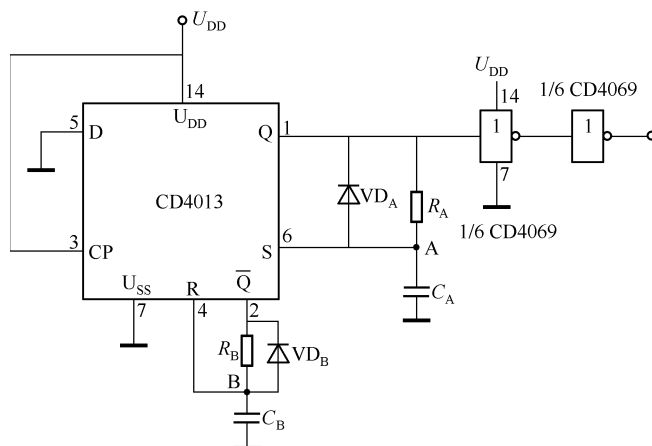


图 15.26 占空比可调的脉冲发生器

电路的工作原理如下：接通电源的瞬间，假定 $Q=0$, $\bar{Q}=1$ ($R=1$, $S=0$)，由于电容 C_B 的电压不能突变， $U_B=0$ ，之后电源通过 R 端对 C_B 充电，充电完成后， C_B 通过 $VD_B//R_B$ 放电，使 $R=0$, $S=1$, $Q=1$ ，输出保持高电平。同时，电源 U_{DD} 通过 S 端对 C_A 充电，充电完成后又通过 $VD_A//R_A$ 放电， $U_A=0$ ，使 $S=0$, $R=1$ ，CD4013 又开始翻转，使 $Q=1$, $\bar{Q}=0$ ，同时 U_{DD} 通过 R 端对 C_B 充电。这样，双 D 触发器反复翻转， Q 端便输出一系列方波。

从 Q 端输出脉冲的持续时间 $T_A \approx 0.66R_A C_A$ ，截止时间 $T_B \approx 0.66R_B C_B$ 。振荡周期 $T = T_A + T_B \approx 0.66(R_A C_A + R_B C_B)$ 。 T_A 和 T_B 由两个完全独立的 RC 网络 $R_A C_A$ 和 $R_B C_B$ 决定，调节它们的数值不会相互影响，故 R_A 和 R_B 用电位器可以方便地调节脉冲的占空比。

电路图中的两个反相器用于整形。

第十六章 直流电源电路

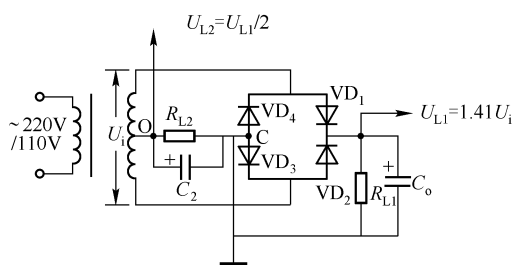
第一节 多输出整流电路和输入可变整流电路

1. 半压输出整流电路

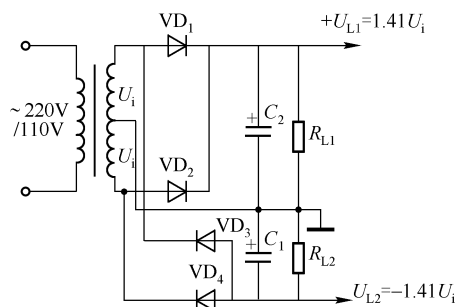
半压输出整流电路如图 16.1 (a) 所示。 $VD_1 \sim VD_4$ 组成普通桥式电路，它的输出为 $U_{L1} = 1.41U_i$ (U_i 为二次线圈的电位)，中心抽头 O 处对地的电压为半压输出，即 $U_{L2} = U_{L1}/2$ 。

2. 正负电压输出整流电路

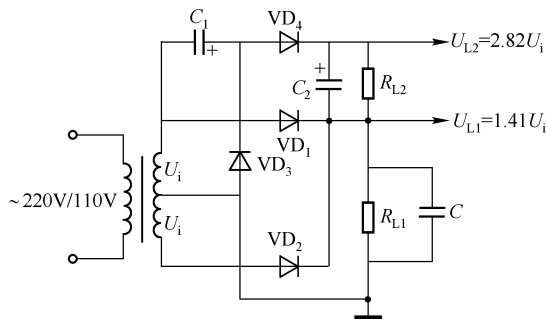
正负电压输出整流电路如 16.1 (b) 所示。 VD_1 、 VD_2 与变压器组成正输出电压的全波整流电路； VD_3 、 VD_4 与变压器组成负电压输出的全波整流电路。电路分别输出 $+1.41U_i$ 和 $-1.41U_i$ 两种电压。



(a) 串压输出整流电路



(b) 正、负电压输出整流电路



(c) 倍压输出整流电路

图 16.1 多输出整流电路

3. 倍压输出整流电路

倍压输出整流电路如图 16.1 (c) 所示。 VD_1 、 VD_2 与变压器组成全波整流电路，负载 R_{L1} 得到直流电压为 $1.41U_i$ ； VD_3 、 VD_4 、 C_1 、 C_2 与变压器二次侧组成倍压整流电路； R_{L1} 上的电压 $U_{L1} = 1.41U_i$ ， R_{L2} 上的电压 $U_{L2} = 2.82U_i$ 。

4. 输入可变整流电路

输入可变整流电路如图 16.2 所示。它由桥式整流电路与全波倍压整流电路组合而成。

当输入电压为 220V 时，开关 S 置于“220V”挡，二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 组成的整流桥供给 R_L 的电压 $U_L = 1.41 \times 220V = 310V$ ；当输入为 110V，S 置于“110V”挡时，由 VD_3 、 VD_4 、 C_1 和 C_2 组成的倍压整流电路为 R_L 提供 $U_L = 2 \times 1.41 \times 110V = 310V$ 的直流电压。

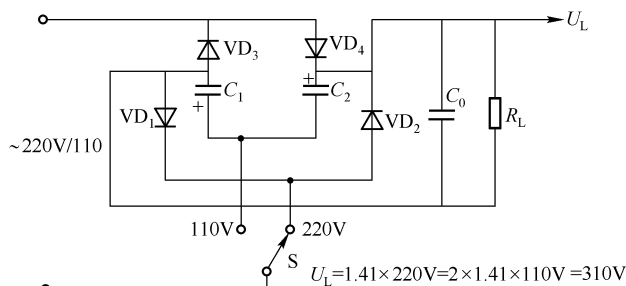


图 16.2 输入可变整流电路

第二节 实用电动剃须刀/收音机 4.5V/3.0V 稳压电源

HQ322 飞利浦电动剃须刀需要 3 节 1.5V 干电池，最长只能用 1h。剃须刀的工作电流约为 400mA，消耗的功率为 1.8W，耗电量较大。笔者装制的稳压电源如图 16.3 所示。电源变压器 T 的容量为 $3V \cdot A$ ，一次电压为 220V，二次电压为 $-9 \sim 0 \sim 9V$ ，图中电路用 9V 的输出电压。集成稳压器用 LM317 三端可调式的，输出电压为

$$U_o = 1.25V(1 + R_2/R_1) + I_o R_2$$

式中， $I_o \approx 50\mu A$ ；1.25V 为芯片的参考电压；调节 R_2 可调节输出电压的大小。

C_1 为滤波电容一般取 $330\mu F$ 以上的电解电容； C_2 为消除噪声的电容，一般取 $0.047 \sim 0.1\mu F$ ； C_{adj} 为调节电容，取 $10\mu F$ ； C_o 为输出电容，取 $1\mu F$ 。

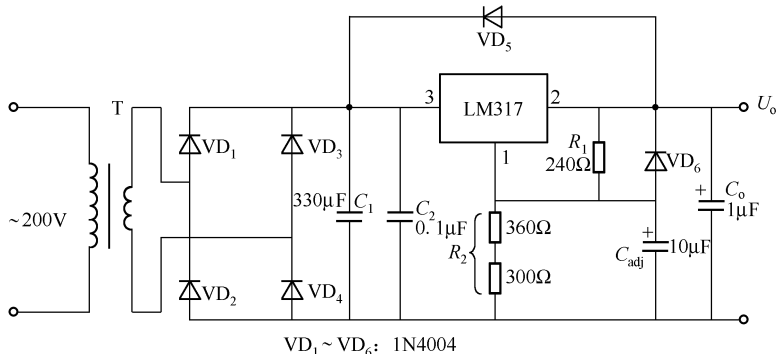


图 16.3 实用电动剃须刀/收音机 4.5V/3.0V 稳压电源

VD_5 和 VD_6 为保护二极管。外接 VD_1 时, 电容放电时能使 VD_5 导通, 避免稳压器损坏; VD_6 是为了防止调节电容 C_{adj} 放电时而损坏稳压器的保护二极管。

电路的空载电压 $U_0 = 4.58V$, 接电动剃须刀驱动直流电动机时的输出电压为 $4.55V$, 输出电流为 $300 \sim 350mA$, 实际消耗的功率为 $1.6W$ 。

将 300Ω 电阻短路时, 输出电压为 $3.05V$ 。可为 $3V$ 收音机提供电源, 也可为 $3V$ 剃须刀提供电源。

第三节 实用 6V 优质直流电源

实用 6V 优质直流电源电路如图 16.4 所示, 它是德生 S-2000 高级收音机的电源电路。外接输入电源和机内电池通过直流输入插座的联动机械开关进行切换。220V 交流电压通过变压器 T 的降压、桥式整流、滤波后得到 6V 直流电压。它跟外接电源、机内电池的切换是由贴片场效应管 K245 来实现的。当 220V 交流插头接入交流电源时, 经 T 的降压、桥式整流、电容 ($2200\mu F$) 滤波后使 K245 的栅极 G 为高电平, 场效应管 VT 截止, 负载 (收音机) 交流供电; 当断开 220V 交流电源时, 栅极 G 经 $33k\Omega$ 电阻接地而导通, 收音机由机内电池或外接直流电源供电。

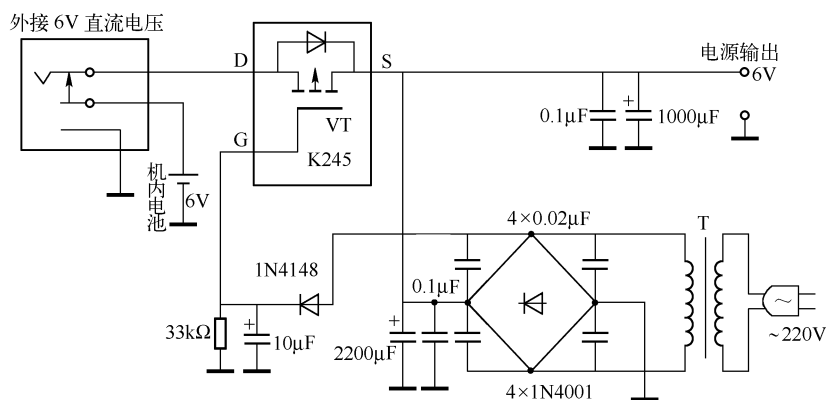


图 16.4 实用 6V 优质直流电源

K245 可用 $I_D \geq 2A$, $P_D \geq 10W$ 的 P 沟道增强型场效应管, 如 MTP8P08、TP8P08 等代替。

第四节 由两只芯片组成的稳压电源

1. 由两只运放组成的稳压电路

由两只运放组成的稳压电源如图 16.5 所示, 这是一个实用、经济、简单可调的稳压电源, 输出电压 $0 \sim 30V$, 有三组输出: $0 \sim +15V$; $-15 \sim 0V$; $-15 \sim +15V$ 。只用一个电位器 R_p 即可调节输出电压。

IC_1 为同相放大器, 其输入电压从 $0V$ 可调至 $5.1V$, 其放大倍数为 $A_{v1} = (1 + 22/11) = 3$ 。当 R_p 的滑动触头向上调至最大时, 输出电压为 $+15V$, R_p 向下调至最小为 $0V$ 。 IC_2 为一反

相放大器，增益为 -1 ， IC_1 的输出送入 IC_2 ， IC_2 的最大负值输出为 $-15V$ 。

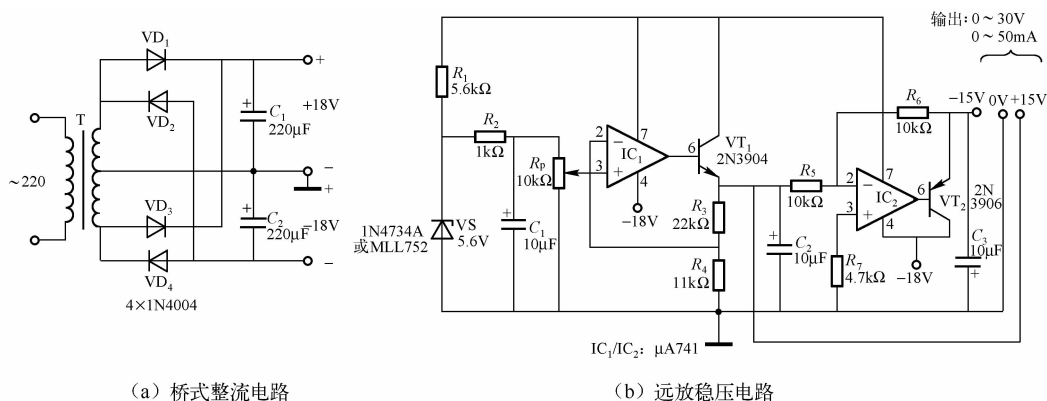


图 16.5 由两只运放组成的稳压电路

晶体管 VT_1 、 VT_2 用于增大输出电流，按图示晶体管，输出电流范围为 $0 \sim 50mA$ 。如需更大的输出电流， VT_1 、 VT_2 可选用大功率管，如 VT_1 (NPN 型) 可选 TIP31C ($I_C = 6A$) 或 NPN 型达林顿管； VT_2 (PNP 型) 可选 TIP42C ($I_C = 6A$) 或 PNP 型达林顿管。但注意，这两种型号的管子，除了它们的 I_C 相同外，还要使它们的 β 值相近。与此同时，还要考虑整流变压器的容量。

2. 由 MC7805C 和 741LM 组成的输出可调 (7.0 ~ 20V) 稳压电路

集成稳压器 MC7805C 加一级运放跟随器，就可使输出电压得到调节，电路如图 16.6 所示。对于 MC7800 系列稳压器，其输入电压 U_i 和输出电压 U_o 必须满足 $U_i \geq U_o + 2.0V$ 。这个电路的输入电压范围为 $9.0 \sim 24V$ ，输出电压用 R_p 可在 $7.0 \sim 20V$ 之间调节。

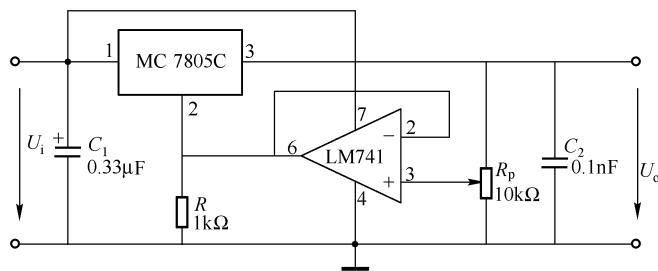


图 16.6 输出可调稳压电路

第五节 分立元器件组装的低压差电路

由分立元器件组装的 LDO (低压差输出) 电路如图 16.7 所示。LDO 的主要特征是电路中的调整管 (VT_3) 上的压降 U_{DS} 很小，本电路中 VT_3 上的 U_{DS} 很小，见表 16.1。

大功率 LED (如 1W) 常常采用 LDO 集成电路驱动，本电路也是用于驱动 1W 的 LED，但它的成本低于 LDO 集成电路，而且效果较好。电源采用可充电的锂离子电池，充电后的电压范围为 $3.7 \sim 4.2V$ ，电路中 LED 两端电压 U_{MN} 基本保持在 $3.05V$ ，工作电流 I_o 保持在 $10 \sim 11.30mA$ 。

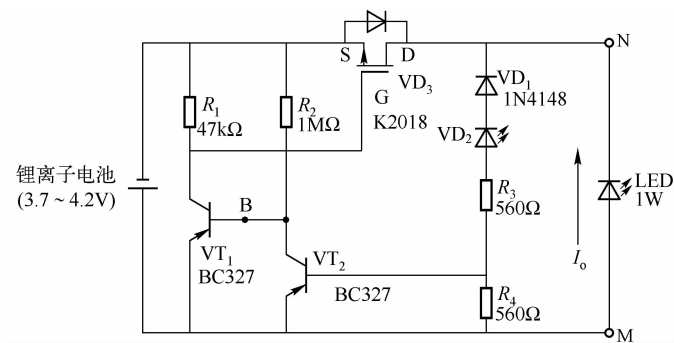
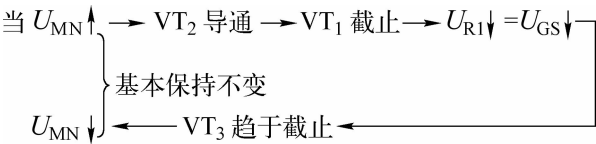


图 16.7 分立元器件组装的低压差电路

表 16.1 分立元件组成的 LDO 测试数据

U_{DD}/V	3.00	3.10	3.20	3.30	3.40	3.50	3.60	3.70	3.80	3.90	4.00	4.10	4.20	4.70
U_{DS}/V	0.6mV	0.8mV	4.2mV	0.107	0.209	0.662	0.352	0.484	0.590	0.641	0.744	0.800	0.97	—
U_{MN}/V	2.93	2.93	3.04	3.05	3.05	3.05	3.05	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.08
I_o/mA	5.40	7.75	10.21	10.54	10.59	10.88	10.91	11.00	11.21	11.34	11.31	11.29	11.67	12.50

工作原理：VD₁、VD₂、R₃ 和 R₄ 为取样电路，调整管 VT₃ 用场效应管 K2018。当 U_{MN} 较小（2.7~3.0V）时，VT₂ 处于微导通状态，即



本电路的关键器件是 N 沟道 MOS 管，应选择漏 - 漏电阻 R_{DS} 小、漏电流 I_D 小的管子，如 K2018（日本产）、2344 等；VD₂ 选择 φ3 红色 LED。

第六节 直流倍压电源

由 555 自激振荡器和功率放大器组成的直流电源如图 16.8 所示。当输入电压 U_i = 3.0~12.0V 时，振荡器的振荡频率 1.3kHz 左右；当 U_i = 15V 时，振荡频率大增，f = 3.1kHz。电

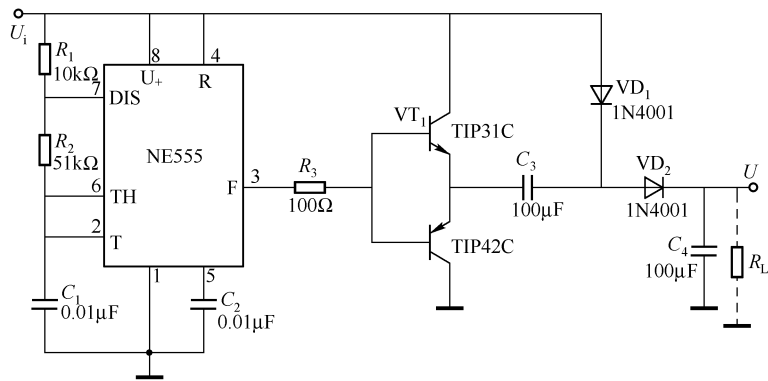


图 16.8 直流倍压电源

路输出端空载时，开路电压较高，约为输入电压的 2 倍；带负载时，输出电压 U_L 下降，见表 16.2。

表 16.2 直流倍压电源负载电压与输入电压的关系

输入电压 U_i/V	负载电压 U_L/V	U_L/U_i
3.0	2.3	0.77
4.5	4.7	1.04
5.0	5.4	1.08
6.0	7.5	1.25
7.5	10.3	1.37
9.0	13.2	1.47
10.0	15.3	1.53
12.0	19.0	1.58
15.0	25.0	1.67

由表可见，输入电压 U_i 越大，负载电压越接近输入电压的 2 倍。

VT_1 、 VT_2 可选择任一型号的管子。图中电路 VT_1 选择 TIP31C， VT_2 选择 TIP42C 大功率管子，可作为大电流电源。若 VT_1 用 3DG6A， VT_2 用 3CG21C，其相应的负载电压和用 TIP30C、TIP42C 相差不多，但不能用于大电流供电。

第七节 555 直流升压器

555 直流升压器如图 16.9 所示，元器件少，不用电感，电路简单、经济实用，常用于 1.5V、6V、9V 单节干电池及其组合 DC/DC 升压电路。NE555 接成振荡器，通过电阻 R 将输出引入触发端形成正反馈，振荡频率与 R 、 C 有关，也受电源电压的影响（见表 16.3）。 VD_1 、 VD_2 、 C_3 、 C_4 组成倍压整流滤波电路。 VD_1 、 VD_2 应选正向压降低的二极管，如 1N60（Ge， $U_F=0.25V$ ）、1N93（Ge， $U_F=0.18V$ ）、1N2326（Si， $U_F=1.35mV$ ）或国产 2AP 型、2AK 型锗二极管整流、开关管。输入电压 U_i 与开路输出电压 U_o 及负载电压 U_L 的关系见表 16.3。负载为 LED（高亮度 $\phi 3$ LED），也可以是其他形式的负载。

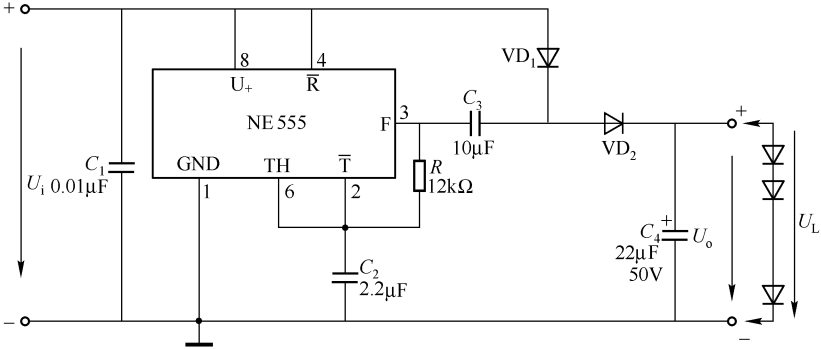


图 16.9 555 直流升压器

表 16.3 555 直流升压器 U_o 、 U_L 与 U_i 的关系

U_i/V	U_o/V	U_o/U_i	f_0/kHz	LED 数量	U_L/V
3.00	4.90	1.63	12.08	1	1.80
4.50	7.33	1.63	12.61	2	3.50
5.00	8.24	1.65	13.45	4	6.87
6.00	10.00	1.67	16.94	5	8.74
9.00	15.56	1.73	20.68	6	11.75
9.00	15.56	1.73	20.68	7	13.04

第八节 正负电压发生器

1. 负电压发生器

由一块六反相器 CD4069 集成块组成的负电压发生器如图 16.10 所示, 该电路常用于需要正负双电源的运算放大器、A/D 转换器中, 如用 MC14433 A/D 转换器制作的数字万用表中就用此负电源。

该负电压发生器可将 3V、4.5V、6V、7.5V、9V、12V、15V 的直流电压分别转换成 -2.88V、-3.90V、-5.15V、-6.64V、-8.13V、-11.08V、-13.98V 的负电压 (均为开路电压)。电路简单、成本低, 但带负载的能力差。在应用中, 一般将正、负电源串接 (两电源的正、负连接处为地), 这样便增加了带负载能力。

IC_1 、 IC_2 组成方波振荡器, $IC_3 \sim IC_6$ 四非门并联, 增加了输出电流。 C_2 、 VD_1 , C_3 、 VD_2 组成倍压整流滤波电路。

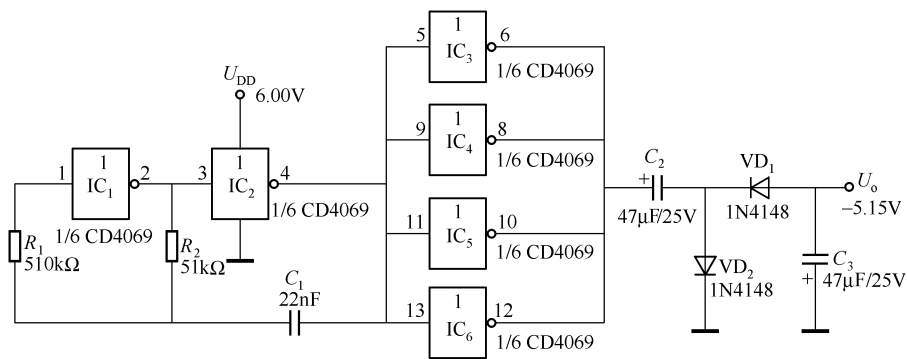


图 16.10 负电压发生器

2. 正/负电压转换

图 16.11 所示是由 555 自激振荡器和倍压整流电路组成的正/负电压转换器。当电源电压范围为 4.5 ~ 9V 时, 振荡器的振荡频率约为 900Hz; 电源电压升至 12V 以上时, 振荡频率约为 3kHz。 C_3 、 VD_1 , C_4 、 VD_2 组成倍压整流电路。

空载时, 输出负压值比输入电压高, 带负载时, 输出负压绝对值下降较大。当负载 $R_L = 1.000kΩ$ 时, 根据测试数据绘制的负载电压与输入电压的关系曲线如图 16.12 所示, 属于线性关系。

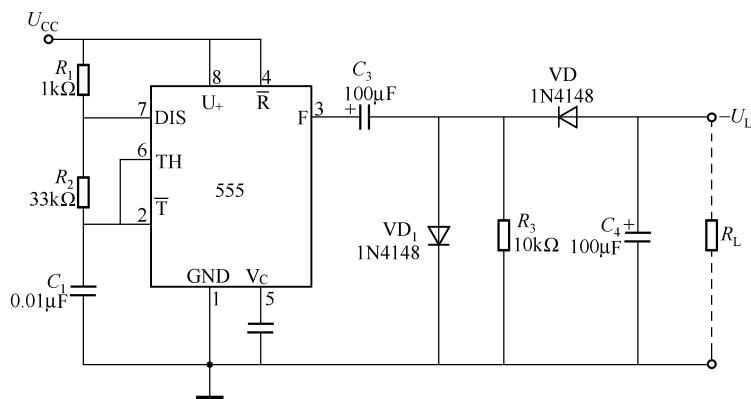
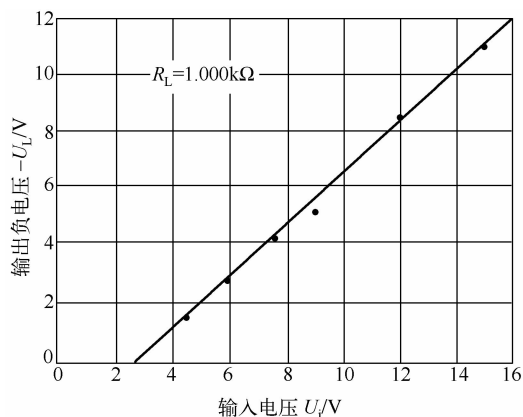


图 16.11 正/负电压转换器

图 16.12 负载电压 U_L 与输入电压 U_i 的关系曲线

3. 正变负稳压电源

正变负稳压电源电路如图 16.13 所示。555 接成多谐振荡器，将直流电变成交流电，然后通过电容和二极管再将交流变成直流，可为运算放大器、比较器等提供正负双电源。555 的 3 脚输出频率 $f = 1.443 / [(R_a + 2R_b)C] \approx 6.9\text{kHz}$ 的方波。

$C_1 \sim C_3$ 和 $VD_1 \sim VD_4$ 组成滤波整流电路； R_1 、 R_2 及 VD_5 、 VD_6 构成反馈复位电路。当 $R_1 = R_2$ 时，输出 $U_o = -15\text{V}$ 。改变 R_1 与 R_2 的比例可获得其他负值电压，将 R_1 与 R_2 用一个如虚线所示的 $100\text{k}\Omega$ 电位器代

替时，就能获得连续可调的负输出电压。

当输出电流为 30mA 以下时，输出电压的变化小于 1% ；当负载电流大于 30mA 时，输出电压变化随之增大，故该电路适于轻载工作。

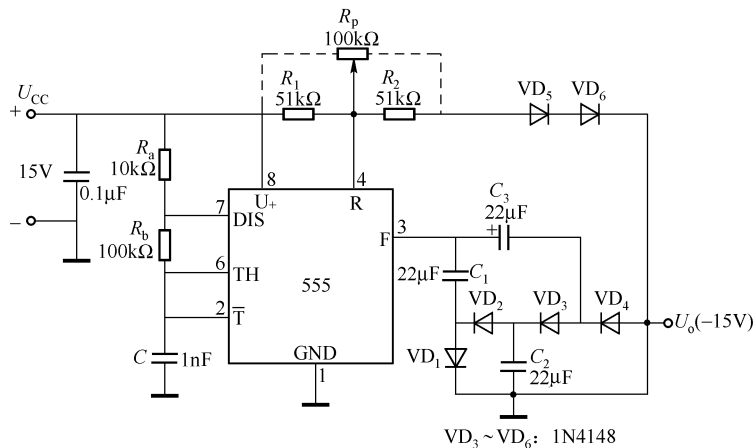
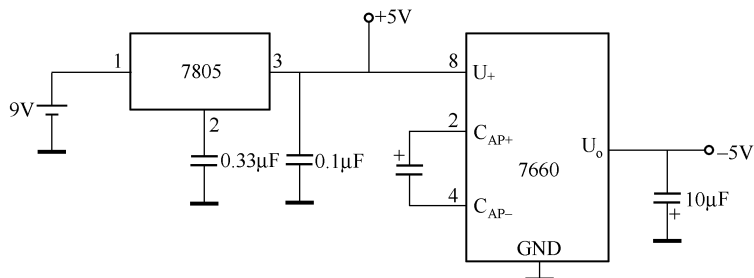
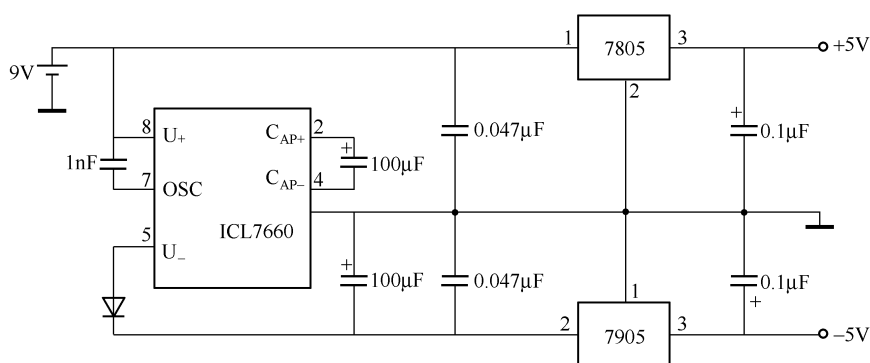
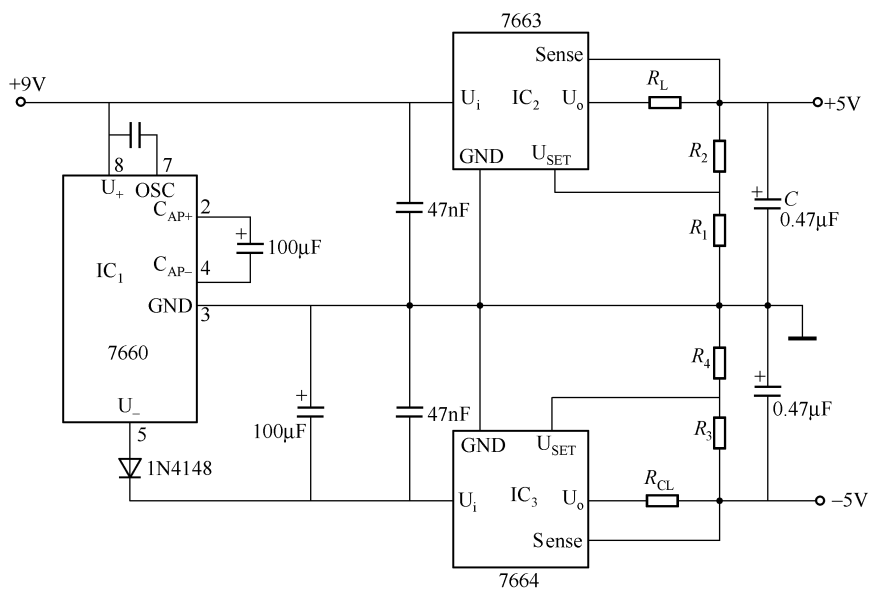


图 16.13 正变负稳压电源

4. 由 +9V 转换为 $\pm 5V$ 的稳压电路

由 +9V 转换为 $\pm 5V$ 的稳压电路如图 16.14 所示。这些电路适用于一些便携式或轻负载设备，电路用 9V 叠层电池转换为 $\pm 5V$ 电源。

(a) 由 7660 和 7805 组成的 $\pm 5V$ 稳压电路(b) 由 7660、7805 和 7905 组成的 $\pm 5V$ 稳压电路

(c) 由 ICL7660、7663、7664 组成的 +5V 电源

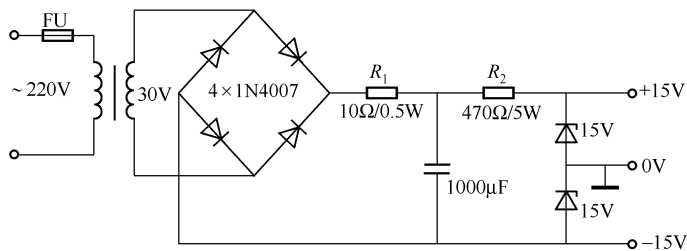
图 16.14 由 +9V 转换为 $\pm 5V$ 的稳压电路

5. 简单的整流 $\pm 5\text{V}$ 稳压电源

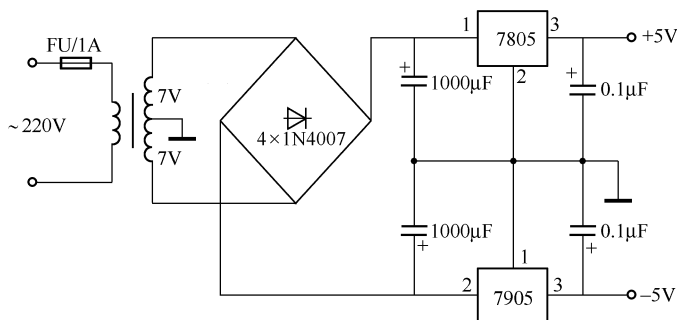
简单的整流 $\pm 5\text{V}$ 稳压电源电路如图 16.15 所示。

图 16.15 (a) 所示电路主要由稳压管组成，电路的输出电流取决于稳压管的功率，欲需输出电流大一些的负载，则应选功率大一些的稳压管并加大 R_1 的功率。一般来说，该电路适用于轻载。

图 16.15 (b) 所示为由 7805 组成的 $\pm 5\text{V}$ 稳压电路，电路的输出电流最大可达 1.5A 。



(a) 由稳压二极管组成的 $\pm 5\text{V}$ 稳压电源



(b) 由 7805 组成的 $\pm 5\text{V}$ 稳压电源

图 16.15 简单的整流 $\pm 5\text{V}$ 稳压电源

第九节 单电源变换为等值双电源或双倍压电路

图 16.16 所示电路能将单电源变换为等值双电源，不需改变电路，只要改变参考点即可变换成双倍压电路。

时基电路 555 接成无稳态电路，3 脚输出方波的占空比为 1:1，频率约为 20kHz 。输出为高电平时，B 端对 C_4 充电，使之端电压为 E_c ，低电平时电源 E_c 对 C_3 充电，使之端电压为 E_c 。VD₁、VD₂ 的作用是使 C_3 、 C_4 两端只能充电不能放电，所以，以 B 为参考点时就能得到 $\pm E_c$ 的双电源。

若将 B 点悬空，C 点接地，则在 A 点就能得到 $2E_c$ 的电压。

值得注意的是，本电路的接地均相对于外电路而言，不能把接地点 B 接到电源 E_c 的负极上。电路的最大输出电流为 50mA ，负载能力有限。

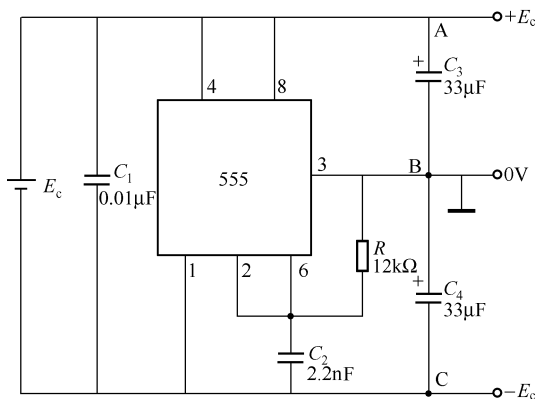


图 16.16 单电源变换为等值双电源或双倍压电路

第十节 DC 1.5V 变 DC 20V 的电源变换电路

用一节干电池通过图 16.17 所示电源的变换电路能得到 20V 的直流空载电压，电路成本低，体积小，可用于驱动 LED、数字万用表（LCD）等微型设备。

VT_1 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 组成振荡器，频率为 604kHz； R_3 、 VT_2 、VD、VS、 C_3 组成升压、整流、滤波稳压电路。不接稳压管的开路电压实测为 20.9V，接稳压管后的空载电压为 11.4V。

带负载情况如下：

- ① 将 3 个 LED 串联作为负载，其端电压降至 5.4V。
- ② 数字万用表（LCD）作为负载，其端电压降至 7.1V，可正常工作。

元器件设计与选择方法：

① 空心变压器 B 的设计。在 $\phi 4.5\text{mm} \times 20\text{mm}$ 废旧笔芯上用 $\phi 0.20$ 漆包线（长约 70cm）绕 47 匝（电感量为 $2.5\mu\text{H}$ ），作为一次绕组；二次绕组还用 $\phi 0.20$ 漆包线（长约 160cm）在一次绕组上面按同方向绕 96 匝（电感量为 $14.8\mu\text{H}$ ），两线圈的起始端（或末端）为同名端。线圈的骨架用 5~6mm 也可。

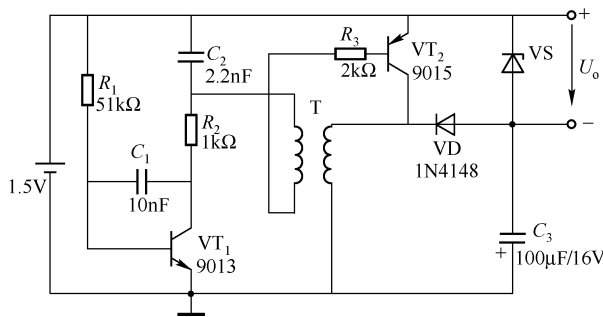


图 16.17 DC 1.5V 变 DC 20V 的电源变换电路

② VT_1 可选 NPN 型晶体管, 如 9013, 其 β 值在 150 以上; VT_2 选 PNP 型管子, 如 9015, 其 β 值在 160 以上。

③ 整流二极管 VD 必须选用开关管或高频管如, 1N4148 等。

④ 稳压管选 12V 的, 如 1N4742A。

第十一节 三端可调输出稳压电路

7800 系列、78M00 系列和 7900 系列集成稳压器也可接成可调输出稳压电路; LM117/217/317 本身就是可调输出稳压器。下面介绍几种典型实用稳压电路。

1. 78L00 可调输出稳压电路

78L00 系列接成可调输出稳压电路如图 16.18 所示。电路的输出电压为

$$U_o = U_{\text{固定}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_D R_2$$

式中, $U_{\text{固定}}$ 为集成稳压器的固定输出电压, 对于 78L05, $U_{\text{固定}} = 5\text{V}$; I_D 稳压器静态工作电流。

设计要点如下:

① 选取 R_1 时, 需考虑到流过 R_1 的电流远大于 I_D , 一般应满足 $(U_{\text{固定}}/R_1) > 3I_D$ 。设 $I_D = 10\text{mA}$, $U_{\text{固定}} = 5\text{V}$, 则 $R_1 < \frac{5\text{V}}{30\text{mA}} = 170\Omega$, 取标称电阻 $R_1 = 160\Omega$ 。

② R_p 选用 $1\text{k}\Omega$ 或 $2\text{k}\Omega$ 多圈 (5 圈或 10 圈) 电位器。

2. LM117/217/317 可调输出稳压电路

LM117/217/317 系列的输出电压可调范围为 $1.2 \sim 37\text{V}$, 输出电流为 $0.1 \sim 1.5\text{A}$ 。

(1) LM117/217/317 基本可调输出稳压电路

LM117 系列基本可调输出稳压电路如图 16.19 所示。

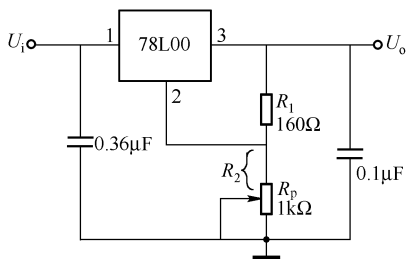


图 16.18 78L00 可调输出稳压电路

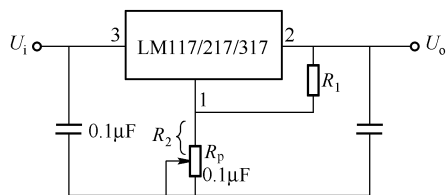


图 16.19 LM117/217/317 基本可调输出稳压电路

电路的输出电压为

$$U_o = 1.25\text{V} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_D R_2$$

I_D 较小, 一般为 $50\mu\text{A}$, 设计时可忽略 $I_D R_2$ 项。

设计要点如下：

① R_1 取值一般为 $120 \sim 240 \Omega$ 。

② $R_p(R_2)$ 可取 $1k\Omega$ 或 $2k\Omega$ 多圈电位器。

如希望得到 $5V$ 的稳压值，可取两固定电阻串联，使 $R_2 = 620\Omega + 100\Omega = 720\Omega$ ；将 R_1 开路， R_p 对地短路（即去掉 R_1 、 R_2 ），电路即变成输出为 $1.25V$ 的稳压电路。

(2) LM117 带有保护的可调输出稳压电路

LM117/217/317 可接成带有保护环节的可调输出稳压电路，如图 16.20 所示。

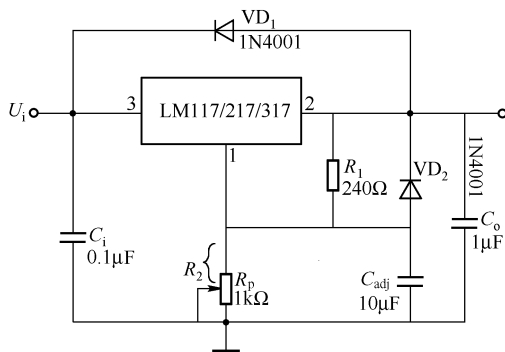


图 16.20 LM117/217/317 带有保护的可调输出稳压电路

由于 C_o 的存在，容易发生电容放电损坏稳压器，因此外接 VD_1 ，当 C_o 放电时，能使 VD_1 导通，避免稳压器损坏。 VD_2 是为了防止调节端（1 脚）旁路电容 C_{adj} 放电时而损坏稳压器的保护二极管，当取 $C_{adj} = 10\mu F$ 时，能提高纹波抑制比 $15dB$ 。

3. 3A 可调稳压器

图 16.21 所示为一个廉价的 3A 可调稳压器。

电路的特点是：

① 输入电压可为交流整流滤波后的 $8 \sim 35V$ 脉动直流电压。

② 电路简洁，输出调节方便，由电位器 R_p 可方便地将输出电压调节成稳定的 $1.8 \sim 32V$ 。（输出 $32V$ ，输入电压必须大于 $35V$ 。）

③ 输出电流可达 $3A$ 。

设计要点如下：

① L 为磁心电感器。磁心用外径 $\phi 16mm$ 、内径 $\phi 10mm$ 、高 $5mm$ 的铁氧体环形磁心；线圈用 $\phi 1.20mm$ 漆包线绕 23 匝（约 $600\mu H$ ）。如所需电流小于 $2A$ ，线圈可用 $\phi 1.0mm$ 漆包线绕制。

② 为确保小纹波输出电压， C_1 和 C_4 应分别选用 $50\mu F$ 和 $100\mu F$ 的钽电容。一般要求可选用电解电容。

③ VT_1 选用开关晶体管 2N3792/2N3791，可用国产管 3CD15C ~ E 代替； VD 选用 1N3880/1N3879 开关二极管，可用国产管 2CK28C/2CK36C 代替。

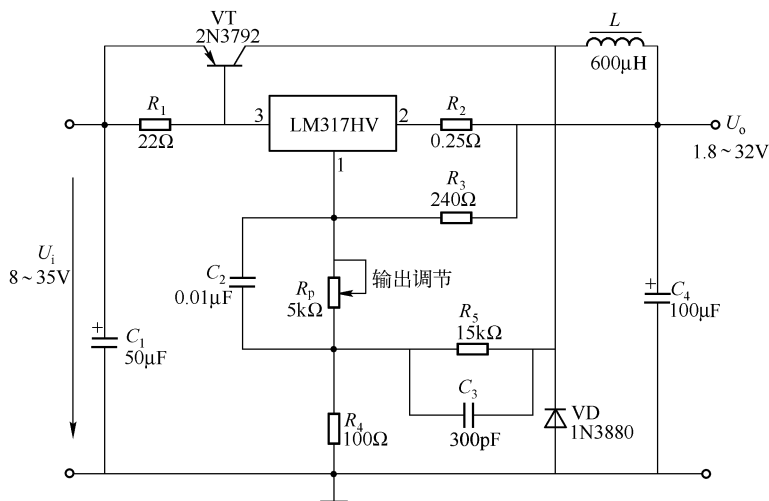


图 16.21 3A 可调稳压器

④ R_p 选用 5kΩ 或 10kΩ 多圈 (1800° 或 3600°) 电位器。

第十二节 三端稳压器的扩流电路

常用的三端稳压器有 7800 系列 (固定正输出电压)、7900 系列 (固定负负载输出电压) 和 LM117/217/317 系列 (可调输出)。7800/7900 系列最大输出电流为 1.0A; 78M00/79M00 系列最大输出电流为 0.5A; 78L00/79L00 系列的最大输出电流为 0.1A; LM117/217/317 的最大输出电流为 1.5A。若需要超过它们的输出电流则应采取扩流措施, 即外接功率管或并联使用。

1. 外接功率管扩流电路

外接功率管扩流电路如图 16.22 所示。 R_1 为过电流保护取样电阻, 当输出电流的增大超过一定值时, 促使 VT 向截止方向转化。

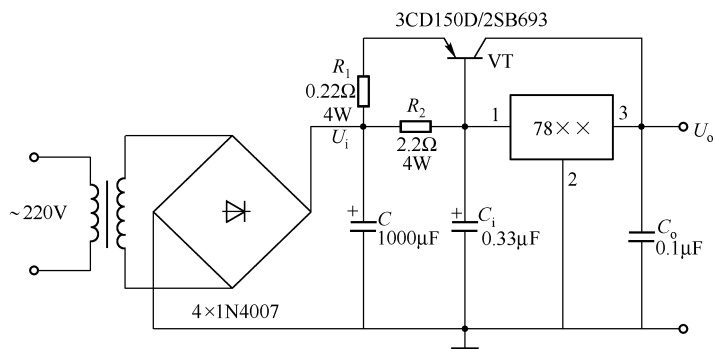


图 16.22 外接功率管扩流电路

设计时应注意:

① 晶体管和稳压器需安装散热器, 输出电流 $I_L \leq 7A$ 。

② 变压器的容量和变比应根据输出电压、输出电流来确定。

2. 多个集成稳压器并联扩流

多个集成稳压器并联扩流电路如图 16.23 所示。电路的最大输出电流为 $I_{L\max} = n \times 1.0\text{A}$ (n 为并联集成稳压器的数量); U_i 为变压整流滤波后的输出电压。

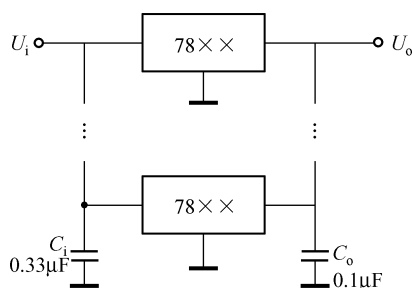


图 16.23 多个集成稳压器并联扩流电路

设计时应注意集成稳压器应选用同一型号、同一厂家的产品, 以保证各参数尽量一致。实际的输出电流需控制在 $I = (0.8 \sim 0.9) I_{L\max}$ 。

3. 7800 系列稳压器增大输出电流的电路

7800 系列稳压器的最大输出电流为 1.5A, 欲扩展稳压器的输出电流, 需在外电路接入一个大功率晶体管, 如图 16.24 所示, 外接晶体管 3AD30C, 其输出电流约为 3.5A, 这样, 输出电流便可达到 5A。

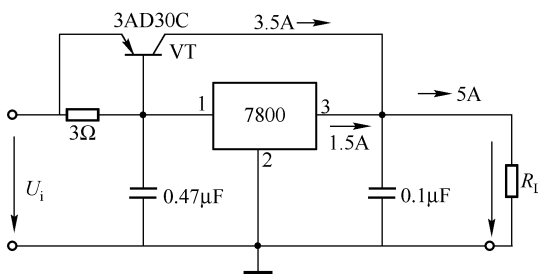


图 16.24 7800 系列稳压器增大输出电流的电路

第十三节 LM317(K)/LM338K 稳压器应用电路

1. 输出为 0 ~ 30V 的直流稳压电源

在实验和应用中, 常常需要较小的直流电压, 一般的简易稳压电源难于做到这点。

图 16.25 所示电路可将稳定的直流电压从 0V 连续调至 30V。只要在 R_p 的下端接到一个 -2.5V 电源上, 就可通过调节 R_p 而得到 0 ~ 30V 连续可调的输出电压。该电路的 -1.25V 电压, 由 -35V 电源经 R_2 与地之间串联两只二极管得到。

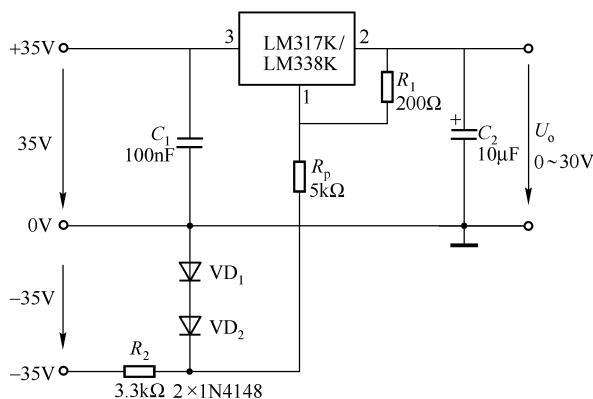


图 16.25 输出为 0 ~ 30V 的直流稳压电源

LM317K 的额定电流为 1.5A，LM338K 的额定电流为 5A。这两个集成稳压器内部都具有有限流保护和过热保护。

VD₁ 和 VD₂ 可用数字万用表的二极管挡挑选正向压降为 0.65V 的二极管。

2. 由 LM317 组成的简易稳压器

由 LM317 和一只电阻组成的简易稳压器如图 16.26 所示，电路虽然简单，但其带负载的能力较强。当负载电流 $I_L = 3.00\text{mA}$ 时，负载电压为 $U_L = 29.7\text{V}$ ，负载电流每上升 1.00mA，负载电压则下降 0.1V；当 $I_L = 20.0\text{mA}$ 时， $U_L = 28.0\text{V}$ ，电路呈现良好的线性伏安特性，如图 16.27 所示。

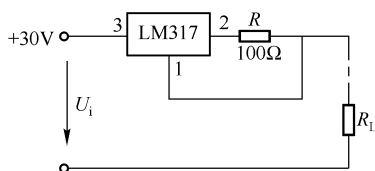


图 16.26 由 LM317 组成的简易稳压器

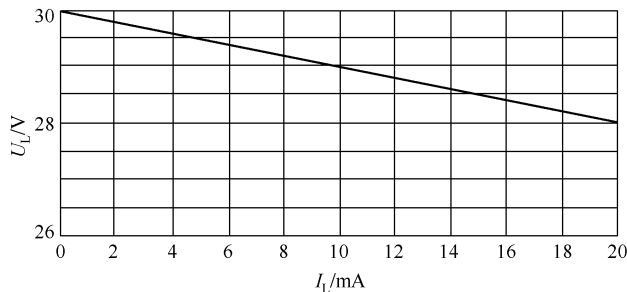


图 16.27 负载电压与负载电流的关系

3. LM317 可调稳压电路

LM317 为三端可调稳压器，本例给出的可调稳压电路如图 16.28 所示。电路的最大输出电流为 1.5A，输出电压为 1.25 ~ 37V，可作为简易稳压器使用，电路简单，易于装制。

由于外接输出电容 C_4 的存在，容易发生电容放电而损坏稳压器。外接 VD₁，当电容放电时 VD₁ 导通可避免稳压器损坏。

由 R_1 和 R_2 确定的输出电压的一部分加到 VT_2 的基极上, VT_2 的集电极电压驱动场效应管 VT_1 的栅极, 使 VT_1 导通, 由于 VT_1 导通时的漏—源电压 U_{DS} 的数值很小 (约 700mV), 因此, 输出电压 U_o 仅比输入电压低 0.7V。

低压差 20A 稳压电源电路如图 16.30 所示, 按图中给定的元件和电阻值, 该稳压器的输出电压为 12.0V, 输入电压为应 12.7V, 如需改变输出电压的值, 应改变 R_1 和 R_2 的阻值和输入电压值。

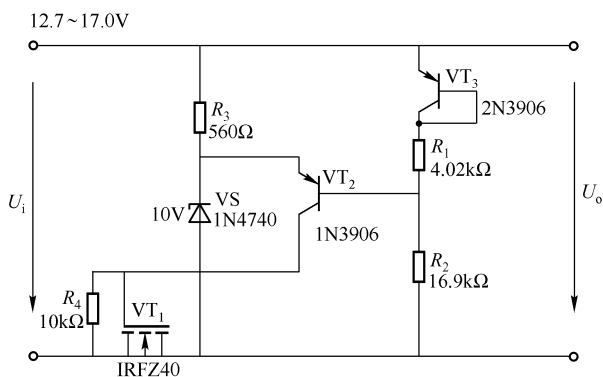


图 16.30 低压差 20A 稳压电源

第十六节 可预调的并联调压器

线性调压器可分为串联和并联两种类型, 实用中以串联型为多, 也可以选用性能良好的并联式调压器, 如选用德克萨斯州仪器公司生产的 TL431C 组装的并联式调压器, 可提供优良的温度稳定性和很低的动态阻抗, 其电路如图 16.31 所示。

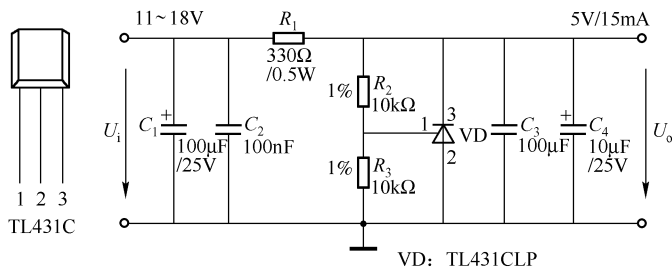


图 16.31 可预调的并联调压器

TL431C 与稳压二极管不同, 借助于由两个电阻组成的分压器, 它的稳定电压能在 2.5~36V 之间任意调节。为了稳定工作, 该器件需要 1mA 以上的阴极电流。TL431C 的稳定电压 (参见电路图) 为

$$U = 2.5V (1 + R_2/R_3)$$

即调节比值 R_2/R_3 可以得到所需要的稳压值。图示电路能提供稳定的 5V 的电压和 15mA 的电流。

TL431C 的技术参数如下:

- 稳定电压 (即阴极电压 U_{cat}): 2.5 ~ 36V;

- 阴极电流 (I_{cat}): $1 \sim 150\text{mA}$;
- 功耗 (20°C): 775mW ;
- 动态阻抗: 0.5Ω (典型值为 0.2Ω);
- 温度系数: $30 \times 10^{-6}/\text{K}$ 。

第十七节 低功耗高稳定度稳压器

低功耗高稳定度稳压器电路如图 16.32 所示。稳压器的性能如下:

- ① 负载电流由 5mA 变化到 55mA 时, 输出电压的变化为 $\pm 1\text{mV}$ 。
- ② 稳压器的压差小, 输入和输出的压差只需 50mV 。
- ③ 静态电流小于 1mA 。

运算放大器的参考电压由电桥供给。 $R_1 - R_2$ 的分压值约为 1.40V , 发光二极管的压降约为 1.4V (为参考电压), 其温度稳定性很好, 从 20°C 变化到 40°C , 稳压器的输出电压的变化只有 1mV 左右。

1. 高稳定度设计

如要求更高的稳定性, 可用低压参考二极管或两端稳压器代替发光二极管。

例如, 选用 LM123/LM313 集成基准源, 其基准电压为 1.22V , 同时设计 $R_1 - R_2$ 的分压值也为 1.22V 。这样的设计, 其稳定度高于 LED 分压的稳定性。

运放 A 的输出接串联调整管 VT_1 和 VT_2 , 使运放 A 的失调电压为零。

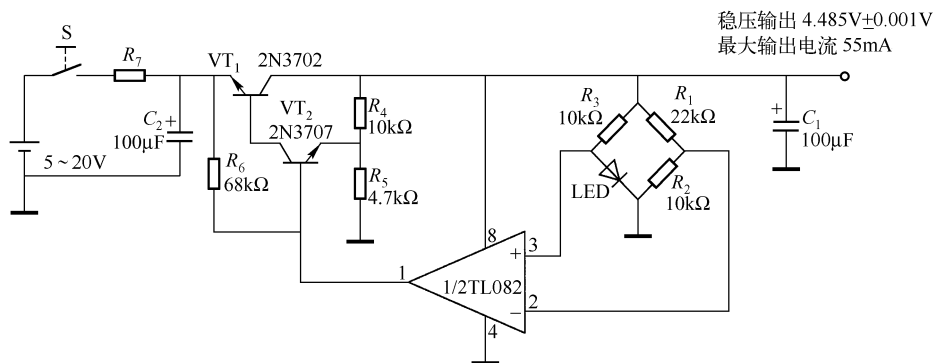


图 16.32 低功耗高稳定度稳压器

稳压器的输出电压为

$$U_o = U_{\text{LED}} (1 + R_1/R_2)$$

如图所示, $U_o = 1.4\text{V} \times (1 + 22\text{k}\Omega/10\text{k}\Omega) = 4.48\text{V}$ 。

2. 可调输出电压的设计

在 R_1 与 R_2 之间接一个 $5\text{k}\Omega$ 的多圈电位器, 电位器的两固定端分别接 R_1 和 R_2 , 中间抽头接运动的反相端。如需要, 可适当变更 R_1 与 R_2 值。

运放由稳压器的输出端供电, 启动不会出现问题。因为只要电源接通, VT_2 的偏流由 R_6 提供并接通 VT_1 。电阻 $R_4 - R_5$ 形成反馈网络, 使晶体管电路的增益约为 3, 因此采用高

增益运放不会引起振荡。

C_1 和 $C_2 - R_7$ 为滤波去耦元件。

第十八节 低纹波输出连续可调电源

低纹波输出连续可调电源电路如图 16.33 所示。图中, C_1 为固定滤波电容, C_2 为晶体管 VT 的输入电容, 其等效电容为 $(\beta + 1)C_2$, 这个电容很大, 相当于与 C_1 并联。电路的等效滤波电容为 $C_1 + (\beta + 1)C_2$, 滤波电容容量越大, 电路的纹波电压越小。采用这种方法, 能将 200mV 的纹波电压 (峰 - 峰值) 降到 2mV。电位器 R_p 可调节输出电压的大小。实验证明, 改变 R_p 可将输出电压从 20V 连续调至 0, 这给应用带来方便。

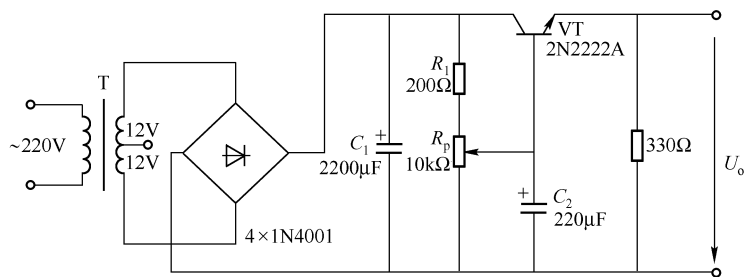


图 16.33 低纹波输出连续可调电源

设计要点如下:

① R_1 阻值越大, 输出电压则越小, 应根据实际需要来选择 R_1 , 本例取 $R_1 = 200\Omega$ 。

② R_p 应选择多圈线性电位器, 本例选用 5 圈 $10k\Omega$ 圆柱形电位器。若选用对数型电位器, 调节电压较粗, 不易细调。

③ 对于小电流输出, VT 可选择高频小功率硅管, 如 2N2222A, 其 $I_c = 800\text{mA}$ 。对于中大功率, VT 应选择中、大功率的硅管, 如 2N3054、D880 等, 并加散热器, 同时电路中的所有电阻均应选择功耗较大的电阻, 如 $200\Omega/2\text{W}$ 、 $R_p/2\text{W}$ 、 $330\Omega/2\text{W}$, 变压器的容量、整流管的电流均应加大。

电路的缺点是, 输出电压的稳定性差, 用 $10k\Omega$ 多圈电位器做负载, 改变其负载 (电阻值改变) 电压的变化率为 1.2%。

第十九节 多倍压整流滤波电路

1. 7 倍压整流滤波电路 (一)

图 16.34 所示的 7 倍压整流滤波电路, 每个整流二极管的耐压要满足 $2E_{2M}$ (E_{2M} 为变压器二次侧的峰值电压), 但电容器的耐压要逐渐增加, C_7 的耐压必须满足 $\geq 7E_{2M} = 7\sqrt{2}E_2$ (E_2 为变压器二次侧的电压有效值)。由于要求电容器的耐压值高, 这个电路的成本也高。

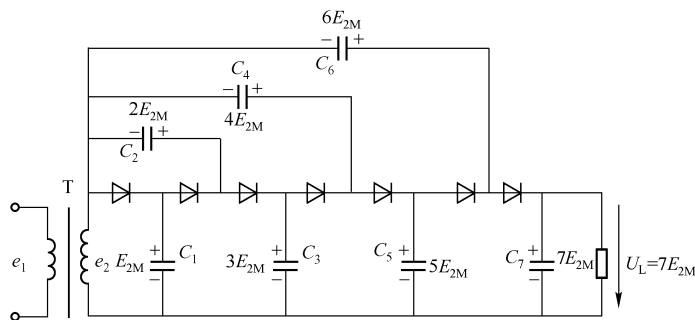


图 16.34 7 倍压整流滤波电路 (一)

2. 7 倍压整流滤波电路 (二)

可将高压整流电路更改为图 16.35 所示电路。除 C_1 外，每个电容的耐压值均为 $2E_{2M} = 2\sqrt{2}E_2$ ，每个整流元件的耐压也为 $2E_{2M}$ 。

用此电路可以设计出 3 倍压、5 倍压、9 倍压等多倍压电路。电路要求较为经济。

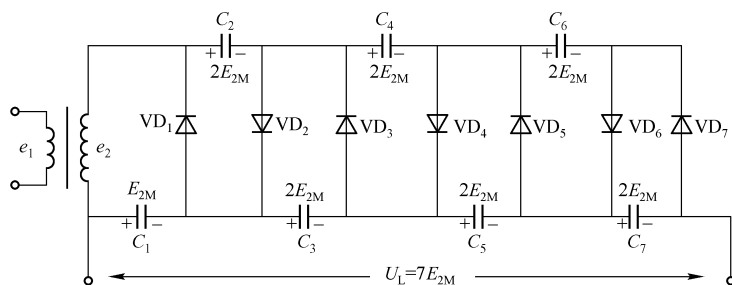


图 16.35 7 倍压整流滤波电路 (二)

3. 高频 9 倍压整流滤波电路

图 16.36 所示为用于静电喷漆高频高压发生器的电路。静电喷漆电路，将 50Hz 市电经单相全波整流变成直流，作为高频 (20kHz) 振荡器的电源，振荡器产生的 20kHz 电压供给高压整流电路，通过变压器将电压升至约 10kV (峰值) 高压，再经过 9 倍压整流输出约 90kV 的直流电压。

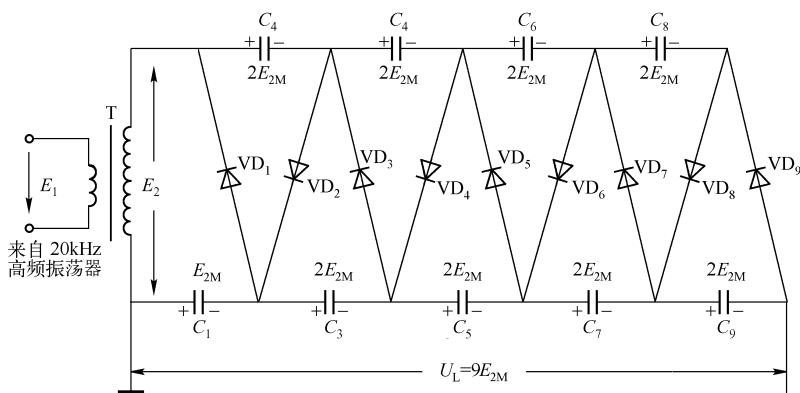


图 16.36 高频 9 倍压整流滤波电路

多倍压整流，从理论上讲，输出电压可达

$$U_L = nE_{2M} = n\sqrt{2}E_2$$

式中， n 为倍压级数。若 $n = 9$ ， $E_2 = 7000\text{V}$ ，则输出高压直流约为 $U_L = 9\sqrt{2} \times 9000\text{V} = 70\text{kV}$

设计要点如下：

① 升压变压器的一次线圈用 3 股 $\phi 0.19$ 丝包线，在有机玻璃框架上密绕 50 匝，二次绕组用 $\phi 0.21$ 丝包线绕在有机玻璃框架上的 6 个格子内，每格绕 300 匝，共 1800 匝，分格绕线可提高线圈的耐压强度。铁心的截面积为 $14\text{mm} \times 14\text{mm}$ 。

② 9 只高压电容均为 $2000\text{pF}/20\text{kV}$ 。

③ 整流元件的耐压要达到 $2E_{2M} = 2\sqrt{2}E_2 \approx 20\text{kV}$ 选用高反压整流二极管或高压硅柱，如 2DL6G (20kV) 或 20DL6H (25kV)。所有的元器件均应放在变压器油箱内，以提高耐压强度，保证安全。

多倍压整流电路带负载的能力较差，当负载很重（电阻值小）时输出电压将下降。

第十七章 电荷泵、低压差稳压、DC 升/降、大电流集成稳压电路

第一节 3.3V 稳定输出的电荷泵电路

MAX679 是一个输入电压为 1.8 ~ 3.6V，输出电压为稳定的 $3.3V \pm 4\%$ 的电荷泵芯片，其输入可以是两节镍铬电池、两节镍氢电池或一节锂离子电池，2.0V 输入时，输出电流为 20mA (min)，仅需要三个外接电容就可以实现 DC/DC 转换。

MAX679 的开关频率为 300kHz 或 1MHz，可由引脚选择；具有逻辑关断功能；具有软启动保护电路，防止启动时从电池抽取较大的冲击电流。

一、特点及应用

- ① 稳定的 $3.3V \pm 4\%$ 输出。
- ② 超小尺寸， μ MAX 封装（高 1.1mm，8 脚）。
- ③ 无需外接电感。
- ④ 转换频率可达 85%。
- ⑤ 50 μ A 静态电源电流。
- ⑥ 切断电流仅 1 μ A。

MAX679 常用于电池应用、微型设备、备用电池自举转换、传输器、双路记录仪等。

二、MAX679 的引脚排列及引脚功能

1. 引脚排列

MAX679 的引脚排列如图 17.1 所示。

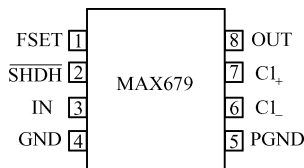


图 17.1 MAX679 的引脚排列

2. 引脚功能

MAX679 的各引脚功能见表 17. 1。

表 17. 1 MAX679 的引脚功能

引脚号	符号	名 称	功 能
1	FSET	频率设定端	FSET 接 GND 时，内部振荡频率为 330kHz；FSET 接 IN 时，振荡频率为 1MHz
2	$\overline{\text{SHDN}}$	关断输入端 (简称关断端)	$\overline{\text{SHDN}}$ 接逻辑低电平时，器件关断，关断电流降至 $1\mu\text{A}$ ； $\overline{\text{SHDN}}$ 接 IN 端时，芯片正常工作。
3	IN	电源输入端	IN 端对 GND 间应加旁路电容 C_{IN}
4	GND	地	芯片内部参考电压和控制电路的接地端
5	PGND	电源地	电荷泵电流流经此端子
6	Cl_-	电荷泵电容负端	电荷泵电容的负端
7	Cl_+	电荷泵电容正端	电荷泵电容的正端
8	OUT	电源输出端	3.3V 电源的输出端。OUT 端对 GND 应接一个输出滤波电容

三、应用电路及其设计

1. 应用电路

MAX679 电荷泵电路如图 17. 2 所示

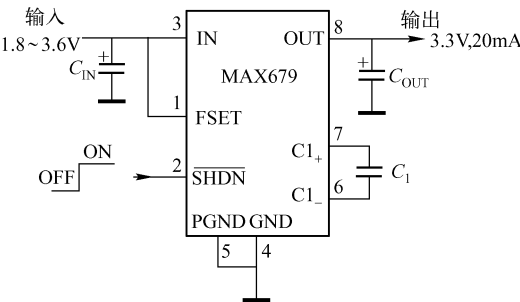


图 17. 2 MAX679 电荷泵电路

2. 设计

许多 DC/DC 转换电路的外接件都需要接一个电感器，而 MAX679 电荷泵 DC/DC 转换电路不需要电感，只需要三个外接电容即可正常工作，应用十分方便。

电路设计步骤如下：

- ① 为了寻求输出电压的最小波纹系数，可选择 1MHz 工作模式——将 FSET 端与 IN 端相连。
- ② 相对于 C_1 增加 C_{OUT} 的容量，将更一步降低纹波电压。
- ③ 为了寻求最高效率，可选择 300kHz 工作模式——将 FSET 端接 GND 端，并且取 C_{OUT}/C_1 的比值为 30:1，实际是取标称电容的比值接近 30:1。应用电路可采用表 17. 2 推荐

的选择方法。

④ 输入端 IN 的旁路电容按 $C_{\text{IN}} = \frac{1}{2}C_{\text{OUT}}$ 选择。

⑤ 为了降低纹波电压，外接电容必须选择低 ESR（Effective-Series-Resistance）即阻值小于 $20\text{M}\Omega$ 的电容。目前，仅陶瓷电容能够提供这样低的 ESR，钽电容稍差。因此，输出滤波电容应采用 $1\mu\text{F}$ 陶瓷电容和 $10\mu\text{F}$ 钽电容的组合。

⑥ 印制板中，将 C_1 、 C_{OUT} 靠近 IC 芯片，并将 PGND 与 GND 短接。

表 17.2 MAX679 外接元器件的选择

U_i/V	$C_1/\mu\text{F}$	$C_{\text{OUT}}/\mu\text{F}$	FSET/Hz	$^{\text{①}}U_{\text{p-p}}/\text{mV}$
2	0.33	10	1M	7
2	0.33	10	330K	14
2	0.1	3.3	1M	16
2	0.1	3.3	330K	22
3	0.33	10	1M	27
3	0.33	10	300K	56
3	0.1	3.3	1M	72
3	0.1	3.3	330K	89

注：① $U_{\text{p-p}}$ —输出纹波电压峰-峰值。

第二节 单片 CMOS 电压转换器 MAX660 应用电路设计

MAX660 单片电荷泵电压转换器是一种性价比优良的芯片，转换电压电路不用电感，只用两只电容即可组成基本电压转换电路。基本电路将 $+1.5 \sim +5.5\text{V}$ 的正电压转换成 $-1.5 \sim -5.5\text{V}$ 负电压。

电荷泵的输出电流为 100mA ，在大多数应用条件下，其效率达 90% 以上，典型工作电流仅为 $120\mu\text{A}$ 。对于电池和电源电压能提供优良的性能转换。MAX660 也可以提供由 $+5\text{V}$ 转换成 $+9.35\text{V}$ 的双倍压输出。

频率控制端 FC 可选择频率为 10kHz （典型值）或 80kHz （典型值）两种频率模式。振荡频率也可以用外接电容进行调节或用外接时钟频率驱动。

MAX660 除了 1 脚以外，其他引脚与 ICL7660 相兼容。

MAX660 常用于运算放大器电源转换、手持仪表和医疗仪器等领域。

一、MAX660 的引脚排列及引脚功能

1. 引脚排列

MAX660 的引脚排列如图 17.3 所示。

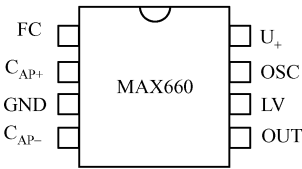


图 17.3 MAX660 的引脚排列

2. MAX660 的引脚功能

MAX660 的引脚功能见表 17.3。

表 17.3 MAX660 的引脚功能

引脚号	符号	功 能	
		反 相 模 式	倍 压 模 式
1	FC	频率控制端。当 FC 开路时，由内部振荡器控制，其振荡频率 $f_{osc} = 10\text{kHz}$ （典型值）；当 FC 接 U_+ 时， $f_{osc} = 80\text{kHz}$ （典型值），最小为 40kHz 。当 OSC 端由外接频率驱动时，对 FC 无影响	同反相模式
2	C _{AP+}	电荷电容的正端	同反相模式
3	GND	电源的接地端	输入电压 U_i 的正输入端（即 U_i 的正端接 GND）
4	C _{AP-}	电荷泵电容的负端	同反相模式
5	OUT	输出端（输出负电压）	输入电压 U_i 的负输入端（倍压模式需将 OUT 作为地）
6	LV	低电压工作输入端。当输入电压小于 3V 时，LV 与 GND 连接；当输入电压大于 3V 时，LV 可接 GND 或保持开路；当过电压驱动 OSC 端时，LV 必须接 GND	对所有输入电压，LV 必须接 OUT 端
7	OSC	振荡器控制输入端，OSC 连接内部电路的一个 15pF 的电容。可以外接一个电容以缓冲振荡器。注意，电路存在很小的寄生电容。外接频率也可以接到过驱动端 OSC	同反相模式；但对于倍压模式，OSC 不能过驱动（保持开路）
8	U ₊	电源电压正输入端	正电压输出端

二、特点

- ① 负载电流为 100mA 时，其压差为 0.65V （典型值）。
- ② 静态电源电流 $100\mu\text{A}$ （ $U_{\text{IN}} = 5\text{V}$ ）。
- ③ 输出阻抗 65Ω （典型值）。
- ④ $C_1 = C_2 = 10\mu\text{F}$ 时，确保输出电阻 $R_{\text{OUT}} < 15\Omega$ 。
- ⑤ 输出电压为输入电源电压的反相或双倍值。
- ⑥ 可选择振荡频： $10\text{kHz}/80\text{kHz}$ 。
- ⑦ 在 100mA 时（ I_L 对地）的转换效率为 88% 。
- ⑧ $10\mu\text{A}$ 关断电流模式。

三、设计要素

MAX660 电容电荷泵电路既可作为输入电压的反相器使用，又可作为倍压器使用。

对于高性能电路，应使用低 ESR（等效串联电阻）电容器。

当电源电压小于 3V MAX660 作为反相模拟使用时，LV 必须接 GND，旁路内部调节电路，它提供了最好的低压应用性能。也可使用 LV 开路。典型应用时，LV 接地。由于 LV 可以开路，因此 MAX660 可以代替 ICL7660。当过电压驱动 OSC 端时，LV 必须接地。当应用双倍压模式时，LV 必须接至 OUT 端。

1. 负电压转换

MAX660 最常规的应用是电荷泵电压反相（反转）器，工作电路仅用两个外接电容 C_1 和 C_2 。

虽然输出电压不能动态调节，但 MAX660 对负载电流的变化很不敏感。

MAX660 的输出电阻为 65Ω （典型值），这就意味着，在轻载情况下，输入电压为 +5V 时，其输出电压达 -5V；当负载电流为 100mA 时，输出电压下降，仅为 -4.35V

输出电阻受环境温度和电源电压的影响，它们之间的关系如图 17.4 所示，图（a）为 C_1 、 C_2 是铝电解电容的曲线，是非线性曲线；图（b）为 C_1 、 C_2 是陶瓷电容的曲线，线性较好。图中曲线显示出，当 C_1 、 C_2 选用铝电解电容时，在 $-20 \sim 120^\circ\text{C}$ 温度范围，MAX660 的输出电阻在 $4 \sim 12\Omega$ 之间；当选用低 ESR 的陶瓷电容时，MAX660 的输出电阻在 $2.5 \sim 11\Omega$ 之间。显然，设计电路时选择低 ESR 电容能给电路带来优良的性能。

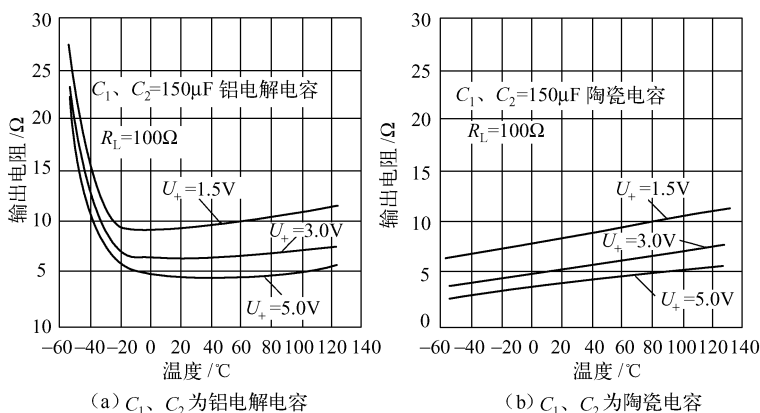


图 17.4 MAX660 输出电阻环境温度的关系

输入的纹波电压为

$$U_{\text{RIPPLE}} = \frac{I_{\text{OUT}}}{2f_{\text{PUMP}}C_2} + I_{\text{OUT}}\text{ESR}_{C_2}$$

式中， I_{OUT} 为输出电流，即负载电流； f_{PUMP} 是标称泵频率的一半，即 $f_{\text{PUMP}} = \frac{1}{2} \times 10\text{kHz} = 50\text{kHz}$ ；

ESR_{C_2} 为电容器 C_2 的等效串联电阻，选用 MAXC001 型 $150\mu\text{F}$ 电容， $\text{ESR}_{C_2} = 0.2\Omega$ 。

例如，当 $I_{\text{OUT}} = 100\text{mA}$ ， $C_2 = 150\mu\text{F}$ ， $\text{ESR}_{C_2} = 0.2\Omega$ 时， $U_{\text{RIPPLE}} = 86.7\text{mV}$ ； $I_{\text{OUT}} = 100\text{mA}$ ， $C_2 = 390\mu\text{F}$ ， $\text{ESR}_{C_2} = 0.2\Omega$ 时， $U_{\text{RIPPLE}} = 45.6\text{mV}$ 。

可见, 欲降低输出的纹波电压, 在负载电流不变的情况下, 应选用大容量的低 ESR 电容器 (如陶瓷电容) 和较高的振荡频率。对要求不高的转换电压, 可选用一般的电解电容。

完整的负电压转换电路如图 17.5 所示。

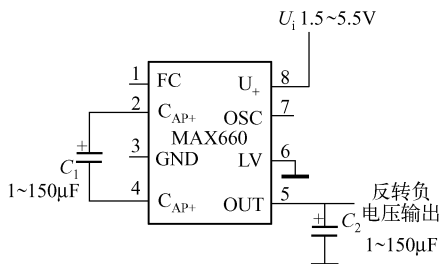


图 17.5 MAX660 负电压转换电路

2. 倍压正电压转换电路

基本的正倍压转换电路如图 17.6 所示。

无负载时, 输出电压 $U_o = 2U_i$; 随着负载电流的增大, U_o 逐渐减小。

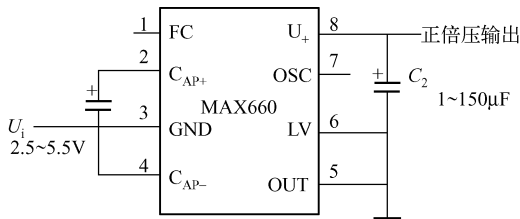


图 17.6 正倍压转换电路

3. 振荡频率的改变

控制 MAX660 的时钟频率有四种模式, 见表 17.4。

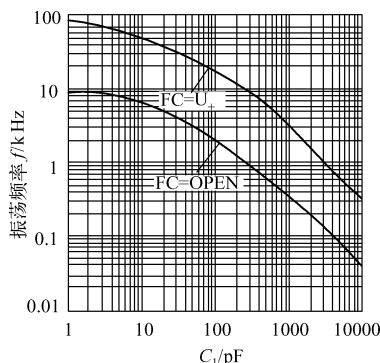
当 FC 和 OSC 均开路时, 振荡器工作的频率典型值均为 10kHz, 当 FC 接 U_+ 时在 OSC 上的充电和放电电流从 $1.0\mu\text{A}$ 变化到 $8.0\mu\text{A}$, 因此, 振荡器的振荡频率增至 8 倍; 在第三种模式下, 由于 OSC 端和 GND 端之间连接电容, 使振荡频率降低了。

表 17.4 控制 MAX660 时钟频率的四种模式

	FC	OSC	振荡频率 f/kHz
第一种	开路	开路	10
第二种	FC 接 U_+	开路	80
第三种	FC 开路或 FC 接 U_+	外接电容	如图 17.7 所示
第四种	开路	外接时钟脉冲	外接时钟频率

在反相输出模式中, OSC 可以用外接时钟源, 在 U_+ 和 GND 之间加 100mV 以内的摆幅予以过驱动。任意标准的 CMOS 逻辑输出都可以用于驱动 OSC。当 OSC 被过驱动时, 对 FC 端绝无影响。在倍压输出模式中 OSC 不能过驱动。

注意: 在所有的模式中, C_{AP+} 和 C_{AP-} 端的频率为振荡频率的一半。频率下降带来的不利影响使输出电阻增加电荷泵的电容量来补偿。

图 17.7 振荡器振荡频率与外接电容 C_1 的关系

在一些应用中，5kHz 输出纹波电压频率的降低足以妨碍其他电路，若想得到所期望的频率，可通过 FC 或外接频率来增加频率，如前所述。输出纹波电压的频率是所选择的振荡频率的一半。增加时钟频率可使 MAX660 静态电流增加，也可使用小容值的 C_1 和 C_2 。

4. 电容器的选择

以下三种因素（除负载电流）会影响 MAX660 的输出电压降偏离其理想值：

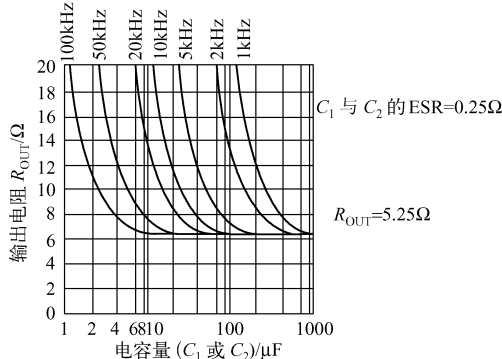
- ① MAX660 的输出电阻。
- ② 泵电容 C_1 和储存电容 C_2 的 ESR。
- ③ C_1 和 C_2 的容量。

由 MAX660 输出电阻引起的电压降等于负载电流乘以输出电阻 ($I_L R_{OUT}$)。与此相似， C_2 的损耗等于负载电流乘以 C_2 的 ESR，然而， C_1 的损耗更大，因为它所控制的电流远大于电荷泵工作时间的负载电流。由于 C_1 引起的电压降大约为 C_1 的 ESR 乘以负载电流的 4 倍，因此，一个低（或高）ESR 电容 C_1 对电路性能的影响比 C_2 的影响更大。

一般地，随着 MAX660 泵频率的增加，保持较小纹波电压所需要的电容值和输出电阻也相应地减小。

图 17.8 所示为电路的输出电阻与各种电容值（泵电容 C_1 与储存电容 C_2 相等）及振荡频率的关系曲线。图中假定（条件） C_1 与 C_2 的 $ESR = 0.25\Omega$ ，MAX660 的输出电阻为 5.25Ω 。曲线的平缓线段显示出的整个电路的输出电阻为 6.5Ω （MAX660 的 $R_{OUT} + 4(ESR_{C1} + ESR_{C2})$ ）。

注意：这里取 $R_{OUT} = 5.25\Omega$ ，而不是典型值 6.5Ω 。

图 17.8 电路的输出电阻与 C_1 、 C_2 的关系 ($C_1 = C_2$)

另外, 还有 4 个巴图 (Bar Graph), 如图 17.9 所示, 显示了负载电流 I_L 对电容 C_1 的关系, 对设计更为重要。电容的范围为 $0.33 \sim 220\mu\text{F}$ 。图中的输出电流 I_L 曲线分别对应输入电压为 4.5V ($5\text{V} - 10\% \times 5\text{V}$) 和 3.0V ($3.3\text{V} - 10\% \times 3.3\text{V}$), 而输出电压降容限误差为输入电压的 10% 和 20%。

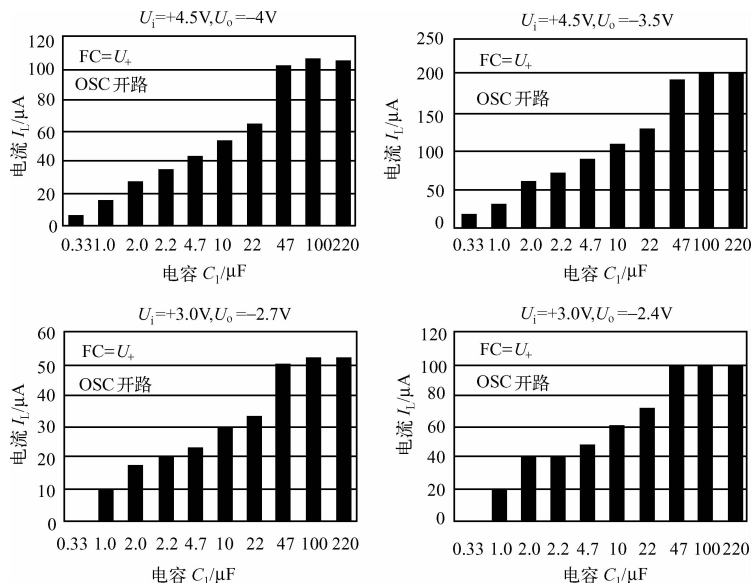


图 17.9 负载电流 I_L 与电容 C_1 关系的柱状图

如图所示, MAX660 的 6.5Ω 的输出电阻限制了输出电流的增加, 各图中最大输出电流所对应的电容 (C_1) 值均为 $47\mu\text{F}$ 。然而, 使用较大的电容值可减小纹波电压。

为了降低由电荷泵引起的输出纹波电压, 可增加储存电容 (C_2) 的容量或减小它的 ESR。若要滤除输出的高频噪声, 必须选择低 ESR 的储存电容 C_2 。

并非所有电容的 ESR 都能保证 MAX660 所需要的 ESR 范围。一般地, 电容器的 ESR 值与它的物理尺寸成反比, 大电容值和较高的额定电压可减小 ESR。

5. 负载电流与效率的关系

负载电流与效率的关系的曲线如图 17.10 所示。由图可见, 负载电流为 $1 \sim 100\text{mA}$ 范围的电路效率达 87% 以上, $I_L = 10\text{mA}$ 时电路的效率高达 97%。

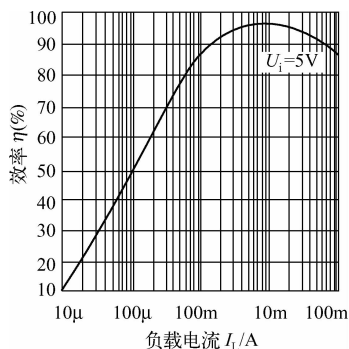


图 17.10 效率与负载电流的关系

四、应用电路

1. MAX660 电压反转器（从 +5V 转换为 -5V）

MAX660 电压反转器电路如图 17.11 所示。该电路与基本的电压反相器电路基本相同，差别是 7 脚接一个二极管，用于 ON/OFF 控制，另外输入电源加了一个旁路电容（ $10\mu\text{F}$ ）。

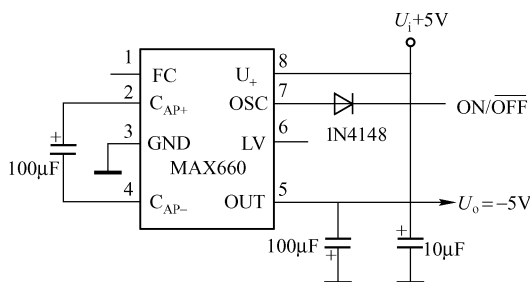


图 17.11 MAX660 电压反转器

2. MAX660 的级联（串联）应用电路

为了产生初始电源电压的多倍负电压输出，可采用图 17.12 所示级联电路。但电路的输出电阻大大增加，约为各级输出电阻 R_{OUT} 之和，即 $(R_{\text{OUT}})_{\text{总}} = nR_{\text{OUT}}$ (n 为串联的 MAX660 的级数)，电路的输出电压为 $U_o = -nU_i$

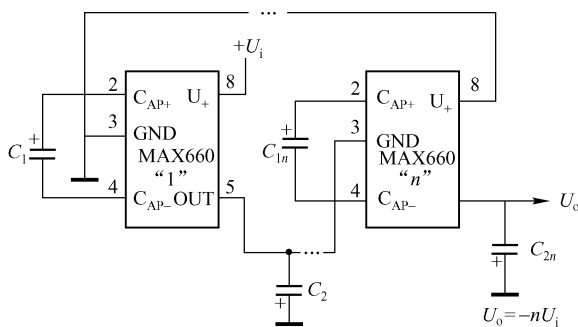


图 17.12 MAX660 的级联电路

3. MAX660 的并联应用

为了减小电路的输出电阻，可将 n 个 MAX660 并联起来，如图 17.13 所示。图中的各个 MAX660 的 $C_{\text{AP}+}$ 和 $C_{\text{AP}-}$ 端均应接一个 C_1 ($1 \sim 150\mu\text{F}$)，但储存电容器 C_2 只需要一个，即将各个输出端 OUT (5 脚) 并联之后再接一个 $1 \sim 150\mu\text{F}$ 的电容至地；各级的 U_+ 端也并联后再接输入电压。

电路的输出电阻 $(R_{\text{OUT}})_{\text{总}} = R_{\text{OUT}}/n$, n 为并联 MAX660 的个数。这种电路可提供的负载电流较大，为单级输出电流的 n 倍。

4. 正电压倍增器与负电压转换器组合电路

正电压倍增器与负电压转换器组合电路如图 17.14 所示。电路中的 C_1 和 C_3 分别起泵电

容和储存电容的作用,使电路产生负电源; C_2 和 C_4 分别起泵电容和储存电容的作用,使电路产生多倍压正电源。然而,由于通用电荷泵驱动器的阻抗有限,导致该电路的各电源输出电阻的增大。

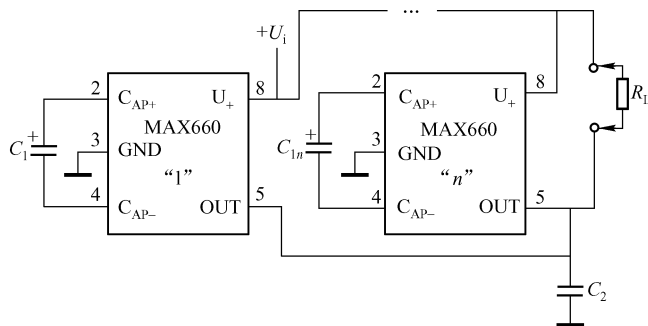


图 17.13 MAX660 并联电路

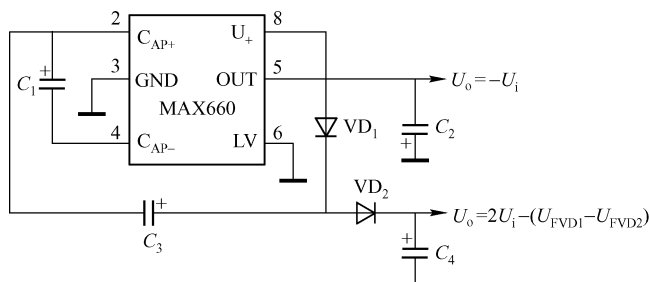


图 17.14 正电压倍增器与负电压转换器组合电路

电路转换的负电源电压为 $U_o = -U_i$ ，二倍压正电源的电压 $U_o = 2U_i - (U_{FVD1} + U_{FVD2})$ ，式中的 U_{FVD1} 和 U_{FVD2} 分别为二极管 VD_1 和 VD_2 的正向压降。

5. 锂离子电源转换器

锂离子电源转换器电路如图 17.15 所示。它将 3V 的锂离子电池调节至 +5V 电源。当负载电流为 40mA 时可工作 16h。图中的 MAX667 为低压差可编程电压调节器，其输出电压为 5V。

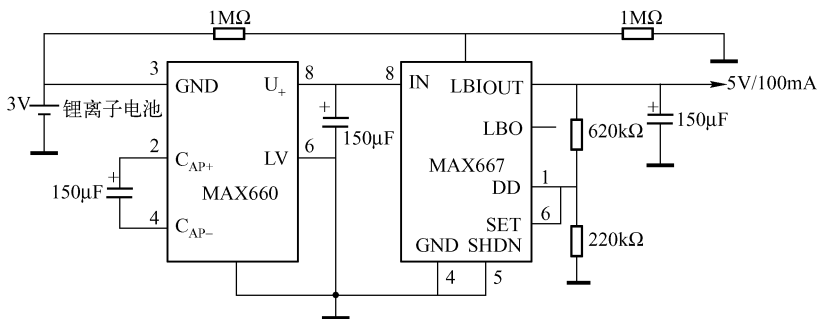


图 17.15 锂离子电源转换器

第三节 低压差稳压器

一、低压差线性稳压器

由 MAX8510 组成的低压差线性稳压器电路如图 17.16 所示。MAX8510 为 5 脚 SC70 封装，其面积为 $2.4\text{mm} \times 2.2\text{mm} = 5.3\text{mm}^2$ 。当负载电流 $I_L = 120\text{mA}$ 时，其压差为 120mV 。它具有噪声低 ($U_{\text{RMS}} = 11\mu\text{V}$)、外围元器件少（仅用 3 个电容）的特点。

为基带和 RF 芯片提供低压差 (LDO) 的 MAXIM 芯片有近 30 种，见表 17.5，此表为选型和设计提供了极大方便。

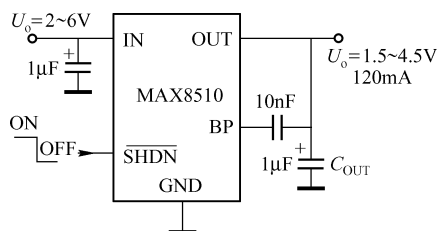


图 17.16 由 MAX8510 组成的低压差线性稳压器

表 17.5 为基带和 RF 芯片提供低压差 (LDO) 的 MAXIM 芯片

型 号	特 性	$C_{\text{OUT}}/\mu\text{F}$	输出电压/V
MAX1589	$1.62U_i$ (最小值), 500mA, 内置 70ms 复位, 采用 $3\text{mm} \times 3\text{mm}$ TDFN 封装和 SOT23 封装	4.7	固定 0.75 ~ 3.0, 间隔 25mV
MAX1725/26	20mA 输出, 低 I_Q ($2\mu\text{A}$), 电池反接保护	1	1.8, 2.5, 3.3, 5; 1.5 ~ 5 可调
MAX1818	500mA 时压差为 120mV	3.3	1.5, 1.8, 2, 2.5, 3.3, 5; 1.25 ~ 5 可调
MAX1819	500mA 时压差为 120mV, UCSP™ 封装	3.3	1.5, 1.8, 2, 2.5, 3.3, 5; 1.25 ~ 5 可调
MAX1963/MAX1976	$1.62U_i$, 最小的 300mA 方案 ($3\text{mm} \times 3\text{mm}$ TDFN 封装和 SOT23 封装), 2.2ms 复位 (MAX1963), 70ms 复位 (MAX1976)	4.7	固定 0.75 ~ 3.0
MAX8510	更低噪声 ($11\mu\text{V}_{\text{RMS}}$, 78dB PSRR), 120mA 时压差为 120mV, SC70	1	固定 1.5 ~ 4.5
MAX8511/12	最小, 120mA 时压差为 120mV, SC70	1	固定 1.5 ~ 4.5 (MAX8511); 1.5 ~ 4.5 可调 (MAX8512)
MAX8516/17/18	$1.62U_i$, 1A 输出, 20μs 快速响应, 最小封装 (10 - μMAX®)	4.7	固定 0.5 ~ 3.0
MAX8526/27/28	$1.62U_i$, 2A 输出, 20μs 快速响应, 最小封装 (14 - TSSOP)	10	固定 0.5 ~ 3.0

(续表)

型 号	特 性	$C_{OUT}/\mu F$	输出电压/V
MAX8530/31	最小的双 LDO (200mA 和 150mA), UC-SP 或 3mm × 3mmTQFN 封装	2. 2/1	固定 1. 5 ~ 3. 3
MAX8532	单 200mA, LDO, UCSP	2. 2	固定 1. 5 ~ 3. 3
MAX8556/57	1. 62 U_i , 4A 输出, 20 μs 快速响应, 最小封装 (5mm × 5mmTQFN)	20	固定 0. 5 ~ 3. 0
MAX8559	最小的双路, 300mA/输出, 60mV/100mV 压差, 低噪声, 高 PSRR, 3mm × 3mmTOFN 封装	4. 7	固定 1. 5 ~ 3. 3
MAX8633 - 36	双路、300mA 输出, 1. 9W, 3mm × 3mmTOFN 封装	2. 2	固定 1. 5 ~ 3. 0 可编程电压组合
MAX8863/64	120mA 输出, 电池反接保护	1	2. 8, 2. 84, 3. 15; 1. 25 ~ 6. 5 可调
MAX8867/68	150mA 输出, 电池反接保护	1	固定 2. 5 ~ 5, 间隔 100mV
MAX8875	150mA 输出, 带 POK, 电池反接保护	1	固定 2. 5 ~ 5, 间隔 100mV
MAX8877/78	150mA 输出, 1. 1mm 高, 电池反接保护	1	固定 2. 5 ~ 5, 间隔 100mV
MAX8880/81	200mA 输出, 电池反接保护	1	1. 8, 2. 5, 3. 3, 5; 1. 25 ~ 5 可调
MAX8882/83	双路、160mA 输出, SOP23 封装	2. 2	固定 1. 8 ~ 3. 3, 间隔 100mV
MAX8887/88	300mA 时压差 150mV, 薄封装仅 1. 1mm (最大值) 高	2. 2	固定 1. 5 ~ 3. 3, 间隔 100mV
MAX8840	最低的噪声 (11 μV_{RMS} 、78dBPSRR), 120mA 时压差为 120mV, 采用 1mm × 1. 5mm μ DFN 封装	1	固定 1. 5 ~ 4. 5
MAX8841/42	最小, 120mA 时压差为 120mV, 1mm × 1. 5mm μ DFN 封装	1	固定 1. 5 ~ 4. 5 (MAX8841); 1. 5 ~ 4. 5 可调 (MAX8842)
MAX8902A/B	最小、最低噪声, 500mA, 100mV 压差, 采用 2mm × 2mmTDFN 封装	4. 7	固定 1. 5 ~ 4. 7, 引脚可编程间隔 (MAX8902A); 0. 6 ~ 5. 2 可调 (MAX8902B)

二、低压差延长电池寿命的 IC 稳压器

便携式仪器, 电子产品都使用电池做电源, 为了变换电压常使用稳压器。过去生产的一些稳压器, 如 7800 系列, 耗电量很大, 对电源是一种很大的负担。如若把工作电压降低 (如由原来的 5V 降到 3. 6V、3. 3V、3V 甚至更低。), 便能减小功耗, 同时也减少了电池数量, 使便携式产品更轻小。

这里介绍几种低压差 (输入与输出的压差) 线性 IC 稳压器及其实用电路, 它们的主要特性见表 17. 6。

表 17. 6 低压差 IC 稳压器的主要特性

型号	输出 电压/V	最大输出 电流/mA	输入电压 范围/V	输入电压 精度/ (%)	最大 功率/mW	静态 电流/mA	压差/mV	有无 关断 控制	封装	U_i 与 5V 输出关系
BAH03	3	100	3. 04 ~ 18	$\pm 2. 4$	500	16	300mA 输出 40	无	T0 - 92	$U_i \geq U_o + 0. 5V$
BAH05	5		3. 12 ~ 18				40mA 输出 120		SOT - 89	

(续表)

型号	输出电压/V	最大输出电流/mA	输入电压范围/V	输入电压精度/(%)	最大功率/mW	静态电流/mA	压差/mV	有无关断控制	封装	U_i 与 5V 输出关系
STP11420	2	150	(各挡电压 +0.12) ~ 16	± 3	600	170	60mA 输出 120	有	SOT-23L	$U_i \geq U_o + 0.5V$
STP11421	2.1									
STP11422	2.2									
STP11425	2.5									
STP11427	2.7									
STP11428	2.8									
STP11429	2.9									
STP11430	3.0									
STP11431	3.1									
STP11432	3.2									
STP11433	3.3									
STP11434	3.4									
STP11435	3.5									
STP11436	3.6									
STP11437	3.7									
STP11438	3.8									
STP11440	4.0									
STP11441	4.1									
STP11442	4.2									
STP11445	4.5									
STP11448	4.8									
STP11450	5.0									

这些 IC 稳压器的输入电压范围较广, 从各挡输出电压加上相应的压差直至 16V (对 STP114 $\times\times$ 系列) 或 18V (对 BAH03/BAH05 系列), 输出电压从 2.0 ~ 5.0V, 输出电流为 70 ~ 150mA, 可满足一般便携产品的要求。

1. BAH03/BAH05 及其应用电路

BAH03/BAH05 是 BAH $\times\times$ 系列产品中应用最广的两种产品, 前者输出电压为 3V, 后者输出电压为 5V。BAH05 是 78L05 的更新换代产品, 78L05 的压差为 2000mV (7800 系列的压差则更大), 而 BAH05 的压差最大为 140mV; 负载电流为 100mA 时 78L05 的功耗是 200mW, 而 BAH05 的功耗为 14mW。

BAH03/BAH05 的封装如图 17.17 所示; BAH03/BAH05 的应用电路如图 17.18 所示。

图中的 C_{IN} 和 C_{OUT} 可选用多层陶瓷电容或钽电容。

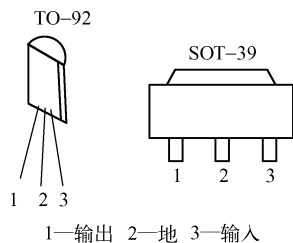


图 17.17 BAH $\times\times$ 系列 IC 稳压器封装

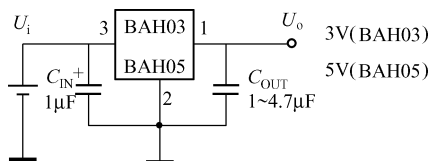
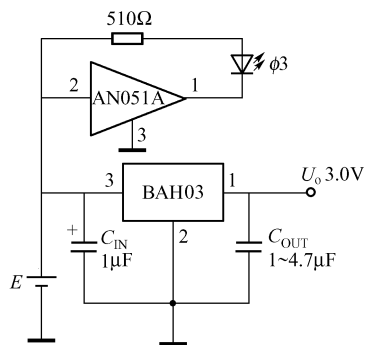


图 17.18 BAH03/BAH05 稳压电路

图 17.19 所示是带电池低压指示的电路, AN051A CMOS 输出电压检测, 当电池电压低于 3.2V 时, LED 亮, 表示电池该充电了。电池可用 1 节锂离子电池或 3 节镍氢电池。AN051A 封装及引脚与 BAH03 相同, 安装时不要弄错。



E: 1 节锂离子电池或 3 节镍氢电池

图 17.19 带低压电池指示的 BAH03 稳压电路

2. STP114 × × 系列 IC 稳压器及其应用电路

STP114 × × 系列 IC 稳压器的封装如图 17.20 所示; STP114 × × 系列的应用电路如图 17.21 所示。

STP114 × × 系列常用的有 4 种输出电压为 2V、3V、4V 和 5V, 分别用型号后缀表示, 如输出 5V 的型号为 STP11450。封装为 6 脚 SOT-23L。这里只介绍 1 脚 CONTROL 的功能, 它为关断电源控制端, 加高电平 (U_i 或 $U_i - 0.2V$) 时电源关断, 关断电流小于 $0.1\mu A$, 耗电甚微; 加低电平 (0V 或 $U_i - 1V$) 时电源工作。此端若不用, 应该接地。图 17.21 中, 用晶体管 VT 控制 1 脚的功能, 当 VT 的基极加高电平时, 管子饱和, 1 脚为低电平, 电源正常工作; 基极加低电平时, VT 截止, 1 脚为高电平, 电源被关断。

若输出电压过高时, 芯片的功耗大于 200mW, 应采用印制板散热措施, 即 STP114 × × 的 6 脚 (U_i)、4 脚 (U_o) 和 3 脚 (GND) 在印制板中的面积要加大, 特别是“地”的面积要大一些, 利用这些较大的敷铜面积来散热。

输入电容 C_{IN} 和输出电容 C_{OUT} 推荐采用陶瓷电容或钽电容。

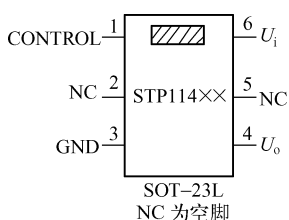


图 17.20 STP114 × × 系列 IC 稳压器封装

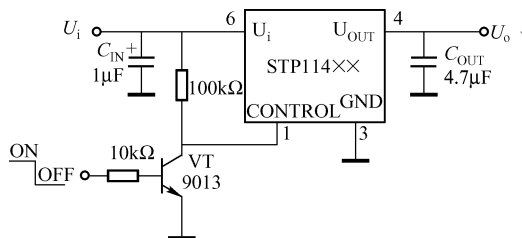


图 17.21 STP114 × × 系列 IC 稳压电路

3. STP112 × × 系列 IC 稳压器及其应用电路

STP112 × × 系列 IC 稳压器的封装如图 17.22 所示, 其输出电压分别用型号后缀表示, 如 3.6V 输出的用 STP11236 表示。

(1) STP112 × × 典型应用电路

STP112 × × 系列的典型应用电路如图 17.23 所示。1 脚为电源通、断的控制端，当 1 脚加上大于 1.8V 的电压时，电源正常工作；当 1 脚所加电压小于 0.6V 时，电源被关断。图中晶体管 VT 的基极加高电平时，VT 饱和，1 脚为低电平（<0.6V）电源被关断；VT 基极加低电平时，1 脚为高电平，电源正常工作。不用此功能时 1 脚应接 U_{IN} 。

3 脚为旁路端（BYPASS）应接旁路电容 C_{bypass} 。

若输入电压过高，也应采用印制板散热措施。

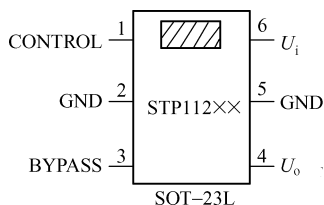


图 17.22 STP112 × × 系列 IC 稳压器封装

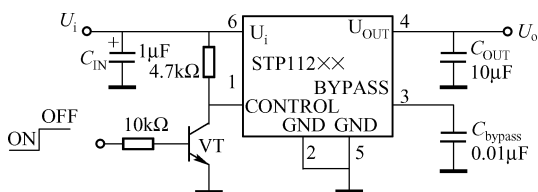


图 17.23 STP112 × × 系列 IC 稳压电路

(2) STP112 36 镍氢电池检测器

图 17.24 所示为 STP112 36 镍氢电池检测器电路。该电路用 4V 电压检测器来指示电池终止放电电压（提示该电池需充电），并控制 STP112 36 的控制端 1 脚使电源关断。当电池电压大于 4V（大于检测电压值），AN051A 的 1 脚输出高电平（接近输入电压），LED 不亮，STP112 36 的 1 脚电压大于 1.8V 时，电源正常工作。当电池电压降至 4V 以下时，电压检测器 AN051A 的 1 脚输出低电平，使 LED 亮，并控制 STP112 36 的 1 脚使电源关断。

STP112 × × 的 1 脚正常工作时必须大于 1.8V，所选的 CMOS 电压检测器的检测量也必须大于 1.8V。

AN051A 的检测电压值为 1.8V、2.15V、2.25V、2.5V、2.6V、3.1V、3.2V、3.3V、3.5V、3.6V、3.7V、4.0V、4.1V、4.2V、4.3V、4.4V、4.5V、5.1V、6.0V。

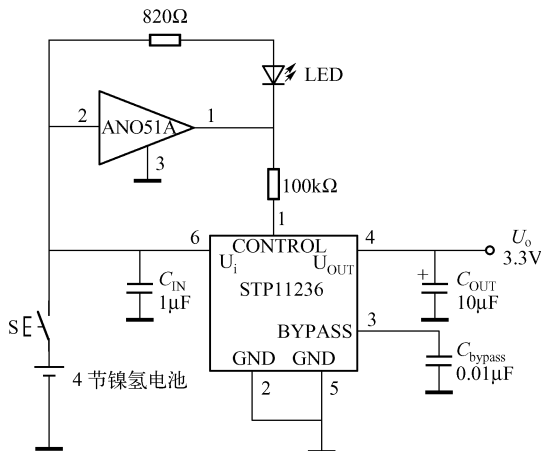


图 17.24 STP112 36 镍氢电池检测器

三、双路 300mA 低压差线性稳压器

由芯片 MAX8635 组成的双路 300mA 低压差线性稳压器电路如图 17.25 所示。这是一个

性能优良的低压差（LDO）线性稳压器，当负载电流 $I_L = 100\text{mA}$ 时，芯片的输入与输出压差仅 90mV ，可称为低压差（7800 系列稳压器输出的最小压差为 2V ）。电路的输出噪声电压 $U_{\text{RMA}} = 45\mu\text{V}$ ，也是很低的。当两路 LDO 均使能（即输入至 $\overline{\text{SHDN}}_1$ 和 $\overline{\text{SHDN}}_2$ 均为低电平）时，其静态电流仅为 $54\mu\text{A}$ （省电）。MAX8634/8635/8636 均可组成低压差线性稳压器，它们的尺寸小（ 4mm^2 ）、功率大（ 1.9W ）。

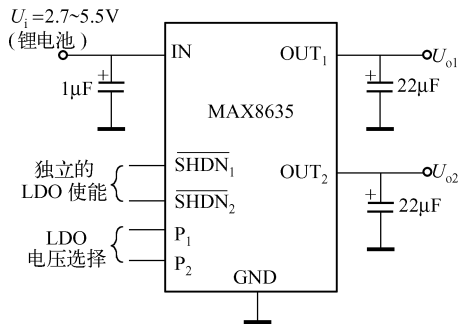


图 17.25 双路 300mA 低压差线性稳压器

电路可应用于 RF（射频）、数码相机、LCD 音频存储器、基带和 Bluetooth（蓝牙）的电源。

四、大电流低压差高效可调 DC/DC 转换电路

利用 MAX1649/MAX1651 设计的 DC/DC 转换电路，电路的输入 - 输出压差小，其范围（与输出电流有关）为 $200 \sim 550\text{mV}$ 。在 $I_L = 500\text{mA}$ 时，压差小于 0.3V （7800 系列稳压电路芯体的压差最小为 2V 左右）。输出电流可达 1.5A ，效率可达 90% 。

MAX1649/MAX1651 为 8 脚 DIP/SO 封装，其引脚排列如图 17.26 所示；引脚功能见表 17.7。

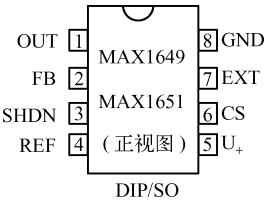


图 17.26 MAX1649/MAX1651 的引脚排列

表 17.7 MAX1649/MAX1651 的引脚功能

引脚号	符 号	名 称	功 能
1	OUT	输出端	5V 或 3.3V 的固定输出端，对 MAX1649 为 5V 固定输出，对 MAX1651 为 3.3V 的固定输出。该端子与芯片内部的分压器相连，虽然该端子连接到电路的输出端，但该端无供电电流；保持 OUT 端开路，电路即处于输出可调状态
2	FB	反馈输入端	对固定输出模式，该端接地；在 OUT 端、FB 端和 GND 端之间接分压器，电路处于输出可调状态

(续表)

引脚号	符 号	名 称	功 能
3	SHDN	关断输入端	输入高电平时, 电路关断, 在关断模式下, 内部的参考(基准)电路、输出端和外接 MOSFET 均被切断; 接 GND 正常工作
4	REF	参考电压输出端	提供 1.5V、100 μ A 电源, 该端用 0.1 μ F 电容旁路
5	U_+	电源电压输入端	电源电压的正极接此端, 负极接地
6	CS	片选端	敏感电流输入端, 在 U_+ 和 CS 之间接电流检测电阻, 当该电阻上的压降等于限定电流断路电平, 即切断了外接 MOSFET, 亦即切断了负载
7	EXT	栅极驱动端	此端和外接 P 沟道 MOSFET 的栅极相连。EXT 的电压摆幅在 U_+ 和 GND 之间
8	GND	地	接地端

1. 设计要素

(1) 特点

- ① 电路需使用贴片式(表面安装)电感。
- ② 在负载电流 10mA ~ 1.5A 范围内, 在 PFM 制式下效率可达 90%。
- ③ 在负载电流小于 0.5A 的许多应用中, 输入-输出压差小于 300mV。

(2) 关断模式

当 SHDN 输入为高电平时, MAX1649/MAX1651 进入关断模式, 内部的偏置电流(包括参考电压)被切断, 此时, 电源电流下降至 $\leq 5\mu\text{A}$ 以下, EXT 端也变为高电平, 切断了外接 MOSFET。SHDN 是一个逻辑输入端, 将 SHDN 接 GND 为正常工作模式。

(3) 工作模式

当电路输出大电流时, MAX1649/MAX1651 处于连续工作模式, 此时, 电流始终通过电感, 控制电路进行调节, 使工作电流不超过开关电流的容量, 这就提供了良好的瞬态响应。

在关断模式下, 经过电感的电流在零状态下启动, 并上升为峰值, 然后以一定的斜率下降至零, 虽然效率很高, 但输出电压的纹波稍有增加。

(4) 压差

MAX1649/MAX1651 的输入-输出压差, 随负载电流而变化, 温度对它也有影响。负载电流的增加, 使压差随之增大, 其关系曲线如图 17.27 所示。此图对设计很有用, 例如, 需要输出电压为 4.8V, 负载电流为 0.5A, 那么输入电压 U_i 必须不小于 $U_o + 300\text{mV}$ 。

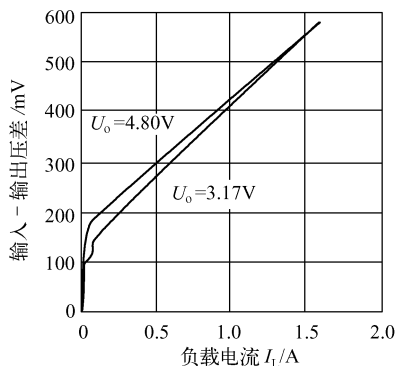


图 17.27 MAX1649/MAX1651 输入-输出压差与负载电流的关系

2. 设计步骤

(1) 设定输出电压

MAX1649 和 MAX1651 的固定输出电压分别为 5V 和 3.3V，在确定了输出电压 U_o 和负载电流 I_L 的情况下，输入电压的最小值 $U_i \geq U_o + (\text{输入电压} - \text{输出电压})$ 的压差。

将 FB 端接到 GND 即可形成固定式输出模式，如图 17.28 所示。

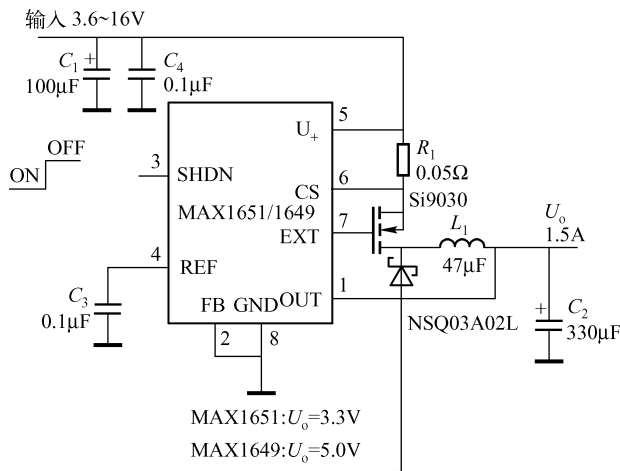


图 17.28 MAX1649/MAX1651 的典型电路

输出电压也可以设计成从 1.5V 到 (输入电压 - 压差) 的可调模式。可调输出的电路形式如图 17.29 所示。需对外接电阻 R_2 和 R_3 进行设计。为避免能量损耗， R_3 值要大一些，推荐 $R_3 = 150k\Omega$ (FB 端的寄生电容将引起 RC 延迟)。 R_2 由下式确定：

$$R_2 = R_3 \left(\frac{U_o}{U_{REF}} - 1 \right)$$

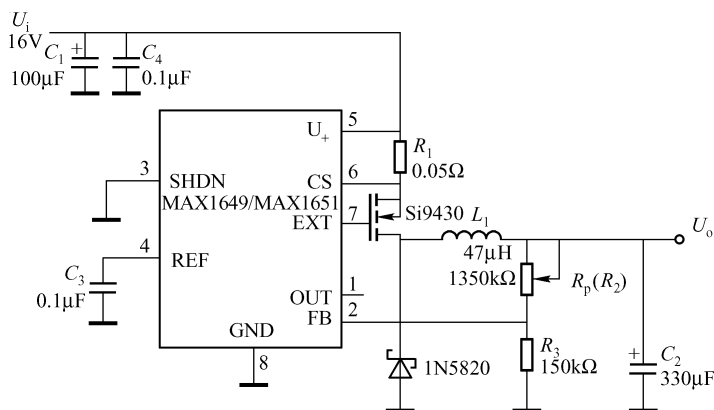
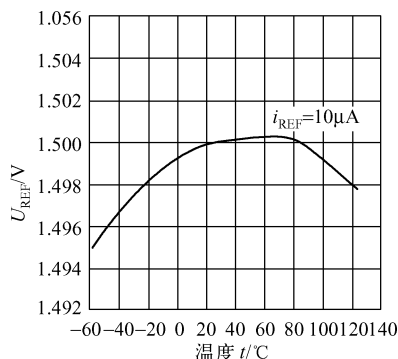


图 17.29 输出电压为 1.5 ~ 5V，输出电流为 1.5A 的 DC/DC 转换器

式中， $U_{REF} = 1.5V$ 。

注意： U_{REF} 的数值和环境温度有关，如图 17.30 所示，在 20 ~ 80°C 环境温度下， $U_{REF} = 1.5V$ 。

图 17.30 MAX1649 参考电压 U_{REF} 与温度 t 的关系

在外接电阻时，为避免电路损坏，应将 OUT 端（1 脚）和外接电路的输出端 U_o 连在一起，避免 OUT 断路。

(2) 电流检测电阻的选择

电流检测电阻 R_1 可限制峰值电流 $110\text{mV}/R_1$ 。 R_1 的选择可由图 17.31 来确定。

假定，需要输出电压 5V ，最大输出电流为 2.0A ，那么，输入电压 $U_i = 5.6 \sim 16.0\text{V}$ （即 MAX1649/1651 中 U_+ 端的电压）时，电流检测电阻 $R_1 = 0.040\Omega = 40\text{m}\Omega$ 。在图 17.29 电路中，最大输出电流为 1.5A ，在图 17.31 中， 1.5A 对应的电流检测电阻 $R_1 = 0.05\Omega$ 。

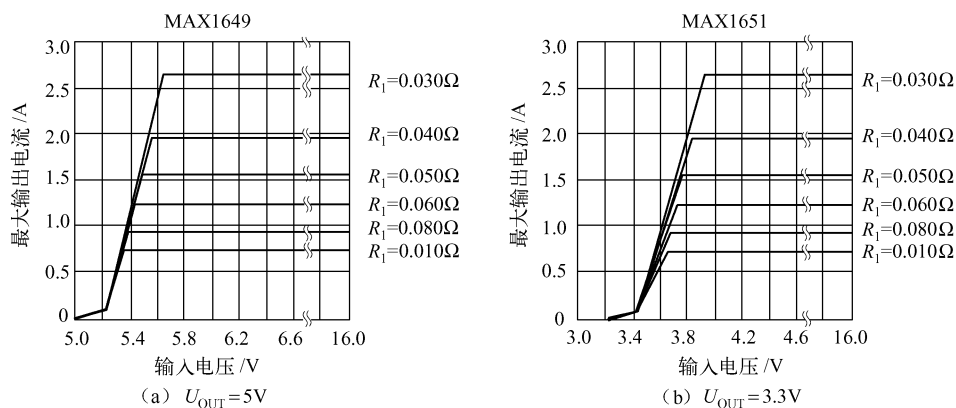


图 17.31 最大输出 F 电流和输入电压的关系

很遗憾，图 17.31 只给出了 $U_o = 5\text{V}$ 和 $U_o = 3.3\text{V}$ 两种情况的曲线，对于 U_{OUT} 的其他值没有曲线可查，只能比照两曲线来确定。好在两曲线的差别主要是它们的输入电压范围和输出电压不同，两图中，在同一最大输出的电流下，它们的电流检测电阻都相同。例如，最大的输出电流为 2A 时，两图中的电流检测电阻都是 0.040Ω 。

(3) 电感的选择

MAX1649/MAX1651 使用的电感具有很宽的范围，在大多数应用中，电感值的范围为 $10 \sim 68\mu\text{H}$ ，在此范围内，它们具有良好的控制高开关频率的优点；电感值大，能够在较低的满载电流下连续工作；电感值小，能产生较高的纹波电压。在连续工作和非连续工作的两种模式中，限定最小电感值是很重要的，太小的电感能使电流快速上升并超过限定的峰值电

流,更严重的是,使外接元器件超过额定值,引起损坏。

因此,设计时需要确定最小电感值 L_{\min} 。 L_{\min} 按下式计算:

$$L_{\min} = \frac{(U_{+\max} - U_o) \times 0.3 \mu s}{\Delta I_{\text{Lim}(\min)}}$$

式中, $U_{+\max}$ 为输入电源电压的最大值; U_o 为电路的输出电压; ΔI 为电感电流超调量,一般为 10%, 故取 $\Delta I = 1.1$; $I_{\text{Lim}(\min)}$ 为最限定电流, $I_{\text{Lim}(\min)} = U_{\text{CS}}/R_{\text{sense}}$, U_{CS} 为限定电流的关断电平。

U_{CS} 也和温度有关,如图 17.32 所示。 U_{CS} 的最小值为 80mV, 最大值为 140mV, 典型值为 110mV。

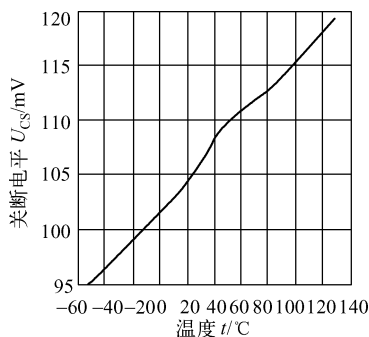


图 17.32 MAX1649 的关断电平与温度的关系

例如, $U_{+\max} = 16\text{V}$, $U_o = 5\text{V}$, $\Delta I = 1.1$, $U_{\text{CS}} = 110\text{mV}$, 则有

$$I_{\text{Lim}(\min)} = U_{\text{CS}}/R_{\text{sense}} = 110 \times 10^{-3} \text{A} / 0.05 = 2.2 \text{A}$$

$$L_{\min} = \frac{(16 - 5) \times 0.3 \times 10^{-6} \text{H}}{1.1 \times 2.2} = 1.4 \mu\text{H}$$

在 $U_{+\max} = 16\text{V}$, 输出电压为 5V 的情况下, 无论如何不能将一个小于等于 1.4μH 的电感接入电路。

(4) 二极管的选择

MAX1649/MAX1651 的高开关频率要求使用高速整流器, 肖特基二极管可满足这一要求。推荐采用 1N5817 ~ 1N5823, 并要求所选二极管的额定平均电流 $\geq I_{\text{Lim}(\max)}$, 额定电压大于 $U_{+\max}$, 即 $I_{\text{Lim}(\max)} = U_{\text{CS}(\max)}/R_{\text{sense}} = 140\text{mV}/R_{\text{sense}}$ 。

(5) 外接开关晶体管

外接开关晶体管只能选择 P 沟道增强型 MOSFET, 要求管子的漏-源击穿电压、栅-源击穿电压必须大于电压 U_+ 。在一定的 U_{CS} 下, 管子的开启电阻 R_{ON} 必须很低, 其值为 (50% ~ 100%) R_{sense} 。例如, 在典型应用电路中选用了 Si9430, 其 $U_{\text{DS}} = -20\text{V}$, $U_{\text{GS}} = -4.5\text{V}$, $I_{\text{D}} = 2\text{A}$ 时, 开启电阻 $R_{\text{ON}} = 0.07\Omega$ 。

(6) 电容的选择

① 输出滤波电容必须选用具有低 ESR 的大容量电容器, 可选用具有这种特性的系列电解电容器, 如 595D 系列。其中的 330μF/10V 的电容器, 它的 $\text{ESR} = 0.15\Omega$, 当电压由 10V 下降至 5V 时, 输出含有 40mV 的纹波电压。

② 输入旁路电容降低了吸取电源的峰值电流, 也降低了 MAX1649/MAX1651 的开关作

用产生的噪声。同输出滤波电容一样，这里也推荐使用低 ESR 的电容器。可选用 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容与低 ESR 电解电容并联，在印制板上它们紧靠近 U_+ 端。

③ 旁路 REF 端的参考电容选用 $0.1\mu\text{F}$ 或稍大一些的电容。

3. 设计举例

设计一个 DC/DC 变换器，要求输出电压可调， $1.5 \sim 15\text{V}$ ，输出电流 1.5A 。

(1) 电路形式

电路形式见图 17.29。

(2) 计算分压电阻 R_2 和 R_3

令 $R_3 = 150\text{k}\Omega$ ，由 $R_2 = R_3 \left(\frac{U_o}{U_{\text{REF}}} - 1 \right)$ 得 $U_o = (1 + R_2/R_3) U_{\text{REF}}$ 。由此可得出

$$R_2 = 0, \quad U_o = 1.5\text{V};$$

$$R_2 = 150\text{k}\Omega, \quad U_o = 3\text{V};$$

$$R_2 = 1350\text{k}\Omega, \quad U_o = 15\text{V}。$$

因此，只要用一个 $1350\text{k}\Omega$ 的多圈电位器 R_p 代替 R_2 ，滑动 R_p 的滑动触点即可调节输出电压的大小。 R_p 可选用 $1.5\text{M}\Omega$ 的多圈电位器，应顺时针旋转时使输出电压增大。

(3) 电流检测电阻 R_i 的选择

由图 17.31 (a) 可查出，在输入电压 $U_i = 5.6 \sim 6\text{V}$ ，输出电流为 1.5A 时，可选用 $R_i = 0.05\Omega$ 。

(4) 电感的选择

选用额定值为 $47\mu\text{H}$ 的电感，它明显大于 L_{\min} ，并应满足经流 1.5A 电流的要求。

(5) 二极管的选用

二极管选用肖特基极二极管 1N5820。

(6) 外接晶体管的选择

外接晶体管理必须选用 P 沟道增强型场效应晶体管，而且 $I_D \geq 2.0\text{A}$ 。本例选择 Si9430 场效应管。

(7) 电容的选择

选输出电容 $C_2 = 330\mu\text{F}$ ；输入电容 $C_1 = 100\mu\text{F}$ （低 ESR）与 $C_4 = 0.1\mu\text{F}$ （低 ESR 陶瓷）并联；参考电容 $C_3 = 0.1\mu\text{F}$ 。

以上各设计参数标注于图 17.29。

第四节 升压 DC/DC 转换电路

一、升压电荷泵 MAX619 DC/DC 转换器

升压电荷泵的功能是将直流低压转换成较高的直流电压。利用 MAX619 电荷泵器件可以实现上述的转换。在全温段（ $-55 \sim +125^\circ\text{C}$ ）范围内，将电路适当设计与组合可将 $2 \sim 3.6\text{V}$ 的输入电压转换成输出电压 5V （ $\pm 4\%$ ）、输出电流 $20 \sim 40\text{mA}$ 的供电电源。

1. MAX619 的特点

- ① 可调节成 5V ($\pm 4\%$) 的电源。
- ② 在全温段 ($-55 \sim +120^{\circ}\text{C}$) 范围内保障转换的输出电流: 20mA ($U_i \geq 2\text{V}$); 50mA ($U_i \geq 3\text{V}$)。
- ③ 输入为电压 $2 \sim 3.6\text{V}$ 。
- ④ 不需使用电感; 具有很低的噪声。
- ⑤ 超小尺寸 (0.65cm^2)。
- ⑥ 使用廉价的小尺寸电容。
- ⑦ 最大关断电源电流为 $1\mu\text{A}$ 。
- ⑧ 关断时切断负载与输入的连接。

2. MAX619 的分挡

为便于设计者选用, 将 MAX619 的分挡介绍如下:

- MAX619CPA ($0 \sim +70^{\circ}\text{C}$, 8 脚塑封, DIP (双列直插));
- MAX619CSA ($0 \sim +70^{\circ}\text{C}$, 8 脚塑封, DIP);
- MAX619C/D ($0 \sim +70^{\circ}\text{C}$, Dice: 小片封装);
- MAX619EPA ($0 \sim +85^{\circ}\text{C}$, 8 脚塑封, DIP);
- MAX619ESA ($0 \sim +85^{\circ}\text{C}$, 8 脚塑封, SO: 扁平封装);
- MAX619MJA ($-55 \sim +125^{\circ}\text{C}$, 陶瓷封装, 8 脚塑封, DIP)。

3. 应用

- ① 将 2 节电池转换成 5V 电压源。
- ② 本机 $3 \sim 5\text{V}$ 的转换。
- ③ 便携式仪表或手持终端。
- ④ 5V 闪速存储程序器。
- ⑤ 最小元器件的 DC/DC 转换。
- ⑥ 遥控数据探测器。
- ⑦ 袖珍 5V 运放电源。
- ⑧ 将锂电池调节成 5V 电源。
- ⑨ MOSFET 开关的驱动电压。
- ⑩ 低压系统。

4. MAX619 的引脚功能

MAX619 的引脚功能见表 17.8。

表 17.8 MAX619 的引脚功能

引脚号	符 号	功 能
1	$C1_{+}$	C_1 的正端
2	IN	电源电压的输入端
3	OUT	+5V 输出电压, $U_o = 0\text{V}$ 时芯片处于关断模式
4	$C2_{+}$	C_2 的正端

(续表)

引脚号	符号	功 能
5	C2 ₋	C ₂ 的负端
6	GND	接地端
7	SHDN	CMOS 逻辑高电平切断输入端, SHDN 为高电平时电路被切断, 低电平电路正常工作
8	C1 ₋	C ₁ 的负端

5. MAX619 的切断模式是设计者必须掌控的基本知识 (请关注 SHDN 的用法)

SHDN 的输入和 CMOS 相兼容, 当 SHDN 为“1”(高电平)时, MAX619 进入低功耗切断模式, 电荷泵处于截止状态, 切断了输出到输入的通路, 输出电压跌落至 0V; 正常工作时 SHDN 为“0”电平(接地)。在空载条件下, 当输入为 3.6V, SHDN 进入低电平的 0.5ms 后输出电压就达到 5V (典型值)。

6. 应用电路

(1) 2 节电池转换成 5V 电压的应用电路

2 节电池转换成 5V 电压的应用电路如图 17.33 所示。该电路的一些设计和知识如下:

① 电荷泵电容 C_1 和 C_2 容值对于保障电路具有合适的输出电流、避免过大的峰值电流具有关键作用, 其值应在 $0.22 \sim 1.0\mu\text{F}$ 之间。大电容(直至 $50\mu\text{F}$)虽然可用, 但却增加了波纹。推荐使用陶瓷电容或钽电容。

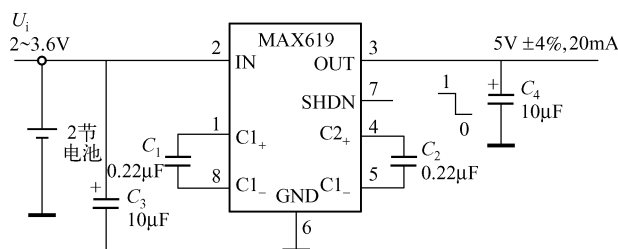


图 17.33 升压电荷泵转换器

② 输入旁路电容 C_3 和输出滤波电容 C_4 虽不是关键元器件, 但却影响电路的性能, 建议使用钽电容、陶瓷电容甚至铝介质电容。如需要最小体积可使用贴片电容, 如需要最小波纹可使用大容量的 ESR 陶瓷电容或钽电容; 如果要最低成本可采用铝介质电容或稍贵一些的钽电容。

当使用铝介质电容或钽电容时, C_3 和 C_4 至少应选用 $10\mu\text{F}$ 的容量; 当使用陶瓷电容时, C_3 可降至 $2\mu\text{F}$, C_4 可降至 $1\mu\text{F}$ 。如果输入电压源的阻抗很低, C_3 可不用。

③ 很多电容值的变化(在全温段 $-55 \sim +125^\circ\text{C}$) 在 40% ~ 50% 之间, 可选用比标称值稍大一些的电容, 以保证电路能正常工作。

(2) 增大电荷泵电路输出电流的应用电路

欲增加电荷泵电路的输出电流可采用并联的方法, 即将两个芯片的 IN 并联、OUT 并联、GND 并联、SHDN 并联, 其他引脚的接法与单个芯片的接法相同。此时的输入旁路电容 C_3 和输出滤波电容 C_4 的容值都是单芯片电路的两倍。两芯片并联增大电荷泵输出电流的应用电路如图 17.34 所示。

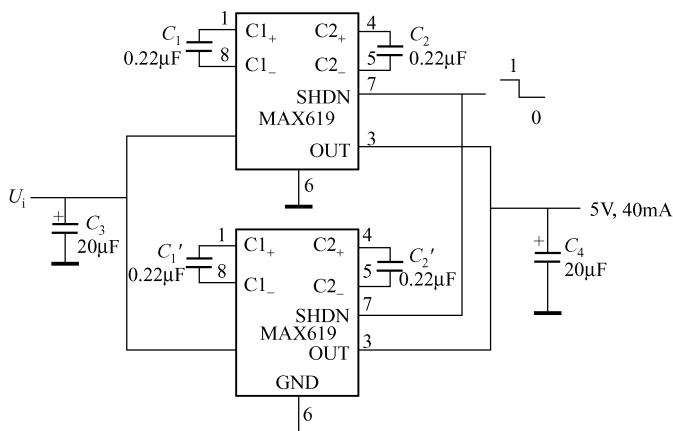


图 17.34 增大电荷泵输出电流的应用电路

二、SC1460-5 升压式电荷泵电路

SC1460-5 是 SEMTECH 公司的产品。其特点是：内部的振荡频率高达 8MHz；输出电流很小，最大 5mA；输出电压 U_o 与输入电压 U_i 的关系为 $U_o = 1.515 U_i$ ，精度为 $\pm 4\%$ ；输入电压范围为 2.25 ~ 3.63V；静态电流为 100μA；输出纹波电压典型值为 50mV（峰-峰值）；效率典型值为 56%；工作温度范围为 0 ~ 70℃。

SC1460-5 的引脚如图 17.35 (a) 所示，其应用电路如图 17.35 (b) 所示。

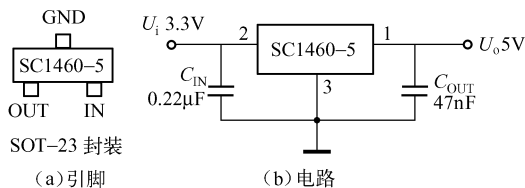


图 17.35 SC1460-5 升压式电荷泵电路

输入电容 C_{IN} 和输出电容 C_{OUT} 采用 ESR（等效串联电阻）小的贴片陶瓷电容，可减小纹波电压。

应用时注意：输入电压不可大于 4V，即输出电压不可高于 6V；电荷泵器件顶面有 6050 数字是型号的代码。

三、MAX1642/MAX1643 1V 升至 5.2VDC/DC 升压转换电路

1. 电路简介

MAX1642/MAX1643 DC/DC 转换集成电路，能够将直流 0.88V 转换成直流 3.3V 或 2 ~ 5.2V 的电压。它们具有以下的特点：能构成同步整流器；能保障 0.88V 的电压启动升高；超小 μ MAX 封装，厚度为 1.1mm；效率为 83%；引脚 BATT（1 脚）的静态供电电流为 4μA；逻辑性控制关断电流为 2μA；有两个欠电压检测器（MAX1643）；输出电压范围为 2 ~ 5.2V；在 1.2V 输入电压下，输出电流达 20mA；有电池反向保护。因此，这两个种集成电路可构成小巧玲珑的电源转换设备。

MAX1642/MAX1643 的引脚排列如图 17.36 所示。

2. 设计资料

(1) 输出电压的确定

MAX1642/MAX1643 的输出电压可以是固定的 3.3V (误差 $\pm 4\%$)，也可以是可调的。

① 固定输出模式。将 FB 接 GND 即可。

② 可调输出模式。输出电压在 2 ~ 5.2V 之间调节，将输出端 OUT 和地 GND 之间接 $R_1 - R_2$ 分压网络，分压点接在 FB，FB 调至 1.23V。

由于 FB 的漏电流极小（最大为 10nA），故选择反馈电阻 $R_2 = 100\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ ，而 R_1 则由下式确定：

$$R_1 = R_2 \left(\frac{U_o}{U_{\text{REF}}} - 1 \right)$$

式中， $U_{\text{REF}} = 1.23\text{V}$ 。

(2) 电源跌落检测

MAX1642/MAX1643 芯片内具有检测电源跌落的比较器，可在输入端或输出端检测电源电压的下降，并使输出维持在一个较高电平上。

若 PF1 的电压降至 614mV 以下，那么 PF0 输出的跌落电流到地，使电源跌落（即输出电压）滞后于输入 1%。电源跌落控器的阈值由 $R_3 - R_4$ 分压器来确定，即

$$R_3 = R_4 \left(\frac{U_{\text{th}}}{U_{\text{PF1}}} - 1 \right)$$

式中， U_{PF1} 为芯片内部电源跌落比较器的参考电压， $U_{\text{PF1}} = 614\text{mV}$ ； U_{th} 为电源跌落检测器的阈值，它可以取自输出电压（见图 17.39）也可以取自输入电压（见图 17.40）。由于 PF1 的漏电流极小（最大为 10nA），故反馈电阻 R_4 的取值范围为：100k Ω ~ 1M Ω 。

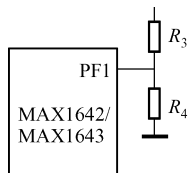


图 17.37 电源跌落检测电路

假定输入电压 $U_i = 1.5\text{V}$ ， U_{th} 取自 U_i ，即 $U_{\text{th}} = 1.5\text{V}$ ， $R_4 = 200\text{k}\Omega$ ，则取 $R_3 = 289\text{k}\Omega$ ；若 U_{th} 取自输出 $U_o = 3.3\text{V}$ ，即 $U_{\text{TH}} = 3.3\text{V}$ ，则取 $R_3 = 875\text{k}\Omega$ 。

(3) 低压电池升压

MAX1642/MA1643 内含有低压启动振荡器的自举电路，能够在比负载电压还低的电池电压下启动，一经启动，输出电流能够维持一定的大小。

(4) 电感器的选择

在多数应用情况下，推荐使用 100 μH 电感。使用较小的电感（低至 68 μH ）将增大输出电流，使用较大的电感（大至 220 μH ）能降低峰值电感电流并能引起纹波和噪声。电感的峰值电流 I_{peak} 和最小电感 L_{min} 的关系为

$$I_{\text{peak}} = \frac{K_{\text{max}}}{L_{\text{min}}}$$

式中， $K_{\text{max}} = 35\mu\text{V} \cdot \mu\text{s}$ ；推荐的最大峰值电流 $I_{\text{peak}} = 350\text{mA}$ ，在这种情况下有

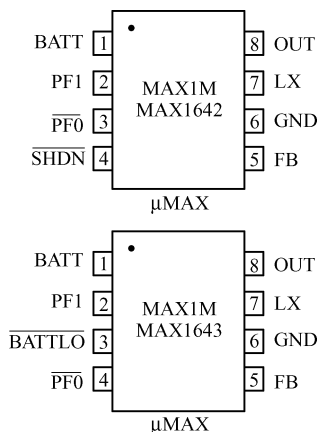


图 17.36 MAX1642/MAX1643 的引脚排列图（顶视图）

$$L_{\min} = \frac{K_{\max}}{I_{\text{peak}}} = \frac{35 \times 10^6}{350 \times 10^3} \mu\text{H} = 100 \mu\text{H}$$

为了得到最大效率，推荐采用表 17.9 中推荐的贴片电感。

表 17.9 几种贴片电感的电感量及其固定电阻

电感量/ μH	电阻/ Ω	饱和电流 I_{SAT}/mA
68	0.75	400
	0.46	610
100	1.1	310
	0.7	520
	1.6	250
150	1.7	270
	1.1	400
	2.2	210
220	2.3	220
	1.57	350

(5) 电容器的选择

MAX1642/MAX1643 的输入端、输出端都需要接滤波电容 ($22\mu\text{F}$) 和减小纹波电容 ($0.1\mu\text{F}$)。推荐选用钽电容或陶瓷电容，最好不用铝电解电容。

综合上述设计知识，给出下列几种实用电路：

① MAX1642 固定输出升压电路，如图 17.38 所示；

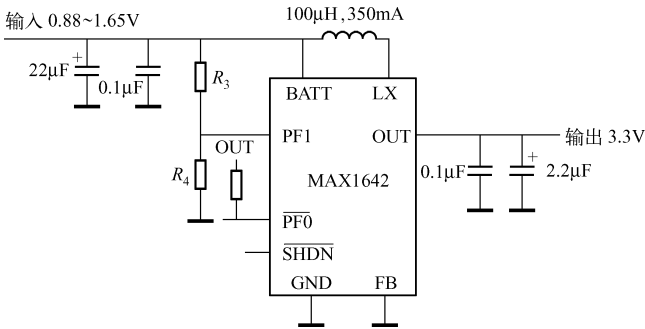


图 17.38 MAX1642 固定输出升压电路

② MAX1643 固定输出升压电路，如图 17.39 所示。

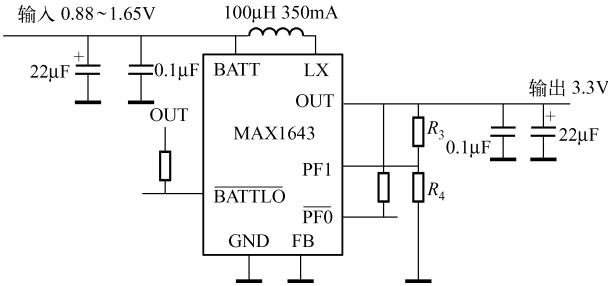


图 17.39 MAX1643 固定输出升压电路

③ MAX1642 可调输出电压电路, 如图 17.40 所示。

在这些电路中, 请注意分压电阻 $R_3 - R_4$ 的接法。

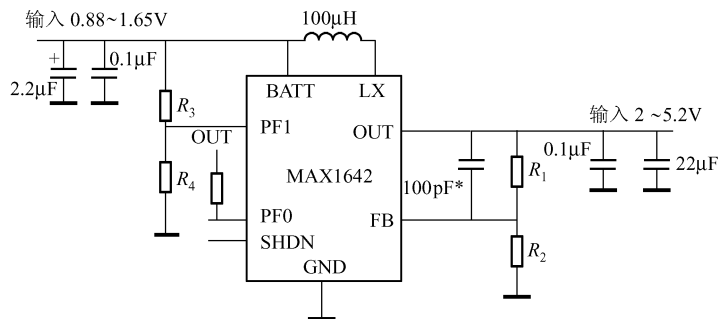


图 17.40 MAX1642 可调输出电压电路

3. 用 MAX1642 设计输出电压可调的例子

设计要求: 用 MAX1642 设计一个输出电压可调范围为 2 ~ 5.2V 的直流升压电路。电路的形式同图 17.40 所示电路, 只是分压网络 $R_1 - R_2$ 的形式不同, 要求电路的分压网络如图 17.41 所示。

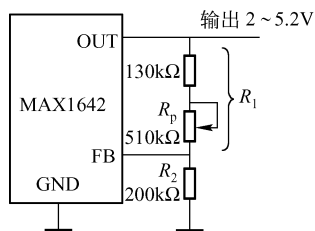


图 17.41 MAX1642 可调输出电压电路 (其他元器件与图 17.40 相同)

由公式 $R_1 = R_2 (U_o / U_{REF} - 1)$ 可得

$$U_o = U_{REF} (1 + R_1 / R_2)$$

令 $R_2 = 200k\Omega$, 当 $U_o = 2V$ 时得 $R_1 = 125.2k\Omega$; 当 $U_o = 5.2V$ 时得 $R_1 = 645.2k\Omega$ 。

R_1 的范围是 125.2 ~ 645.2kΩ, 因此, R_1 应是一个 130kΩ 固定电阻和一个 510kΩ 的电位器串联的支路。当 R_p 的箭头向下滑动至完全短路时, $R_1 = 130k\Omega$, 此时 $U_o = 2.0V$, 当 R_p 的箭头滑至最上端时, $R_1 = 130k\Omega + 510k\Omega = 640k\Omega$, $U_o = 5.17V$ 。符合设计要求。

电路的设计参数均标注于图 17.41。

四、输入为 4.5 ~ 15V、输出为 12V 的直流电压补偿/升压 (Buck/Boost) 转换电路

图 17.42 所示是输入电压为 4.5 ~ 15V、输出电压为 12V 的直流电压补偿/升压转换电路。该电路有些像交流耦合升压转换器, 但补偿 (Buck) 到升压过程中电路的工作模式没有改变。即使在输入为 12V 的情况下输出也是稳定的。

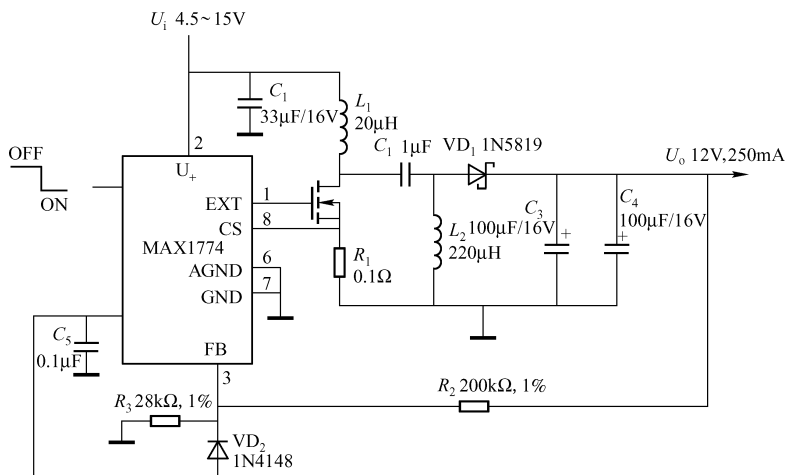


图 17.42 输入为 4.5 ~ 15V、输出为 12V 的直流电压补偿/升压转换电路

中等负载时电路的效率为 85%，满载时效率为 82%。处于切断（SHDN 端为高电平）时，电路的输出电压为 0 且无电源电流。

图中的 C_2 使用 $1\mu\text{F}$ 陶瓷电容，电容量较大时能提高效率 1% ~ 3%。

VD_2 能把 FB 端子的电位拉至地电位以上，使电路处于外部反馈模式，保证电路的升压。一般情况下，升压电路不需要 VD_2 ，因为输出端和 FB 端的电压一升高，输入电源立即就加到电路上。

五、小巧的直流升压器

图 17.43 所示是一种 DC/DC 升压电路。 VT_2 、 L_1 和 C_1 组成高频振荡电路； L_1 与 L_2 组成变压器电压比可取 10 ~ 20；稳压二极管 VS 的稳压值根据输出电压的大小而定，可在 3 ~ 35V 范围内选取；VD 起整流作用。整个电路的体积较小，甚至可以做得比火柴盒还小。

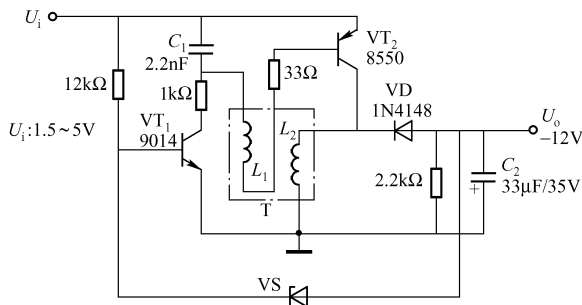


图 17.43 直流升压器

第五节 降压 DC/DC 转换电路

一、新型低电压输出线性 IC 稳压器 LP2983 的应用电路

LP2983 是 NS（美国国家半导体公司）的产品，是一种低功耗、低输出电压（ $\leq 1.2\text{V}$ ）

线性 IC 稳压器，有 0.9V、1.0 和 1.2V 三种输出电压，输出电流可达 150mA。

该器件的主要特点：输出电压精度可达 $\pm 1\%$ ；能接受高峰值电流（峰值电流典型值为 250mA，短路电流典型值 400mA）；低功耗（150mA 输出时典型地电流 $I_{\text{GND}} = 825\mu\text{A}$ ，空载时 $I_{\text{GND}} = 65\mu\text{A}$ ）；输入电压范围宽，为 2.2 ~ 16V；有过热保护和过电流保护电路；工作温度为 $-40 \sim +1250^\circ\text{C}$ ；有关断控制，关断时耗电小于 $2\mu\text{A}$ ；小尺寸 SOT-23 封装。

LP2983 有 A 级和标准级两种输出精度标准，A 级的精度为 $\pm 1\%$ ，标准级的精度为 $\pm 1.5\%$ 。A 级用后缀 AIM5 表示（即 LP2983AIM5），标准级用后缀 IM5 表示（即 LP2983IM5）。另外，三种不同输出电压分别用后缀 -0.9、-1.0、-1.2 表示 0.9V、1.0V 和 1.2V。例如，LP2983AIM5-1.0 表示 A 级输出精变，输出电压为 1.0V。

1. LP2983 的封装和引脚功能

LP2983 的封装及引脚排列如图 17.44 所示。1 脚（ U_i ）为电源输入端；2 脚（GND）为地；3 脚（ON/OFF）为关断控制端，该引脚加低电平（ $< 0.05\text{V}$ 或接地）时电源关断，加高电平（ $> 1.6\text{V}$ ）时正常工作；4 脚（ESR）为外接电容器的一个端子（电容器另一端接 U_o ）；5 脚（ U_o 为电压输出端）。

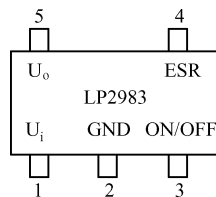


图 17.44 IC 线性稳压器 LP2983 的封装

2. LP2983 的应用电路

(1) LP2983 典型应用电路

LP2983 典型应用电路如图 17.45 所示。LP2983 的输入电压范围为 2.2 ~ 16V。输出电压由所选器件后缀输出电压数值决定，如选用 LP2983IM5-1.0，则输出电压为 1.0V，为标准精度。

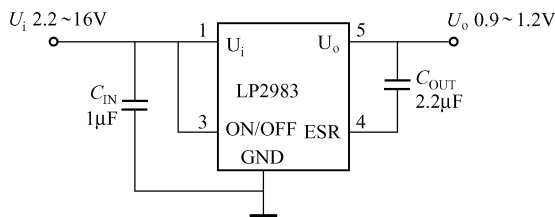


图 17.45 LP2983 典型应用电路

图 17.45 中，关断电源控制端功能不用，故将 3 脚接 1 脚（ U_i ）。 C_{IN} 为输入电容，其容量大于等于 $1\mu\text{F}$ ，制作时 C_{IN} 和 1 脚尽可能接近，不要大于 1cm。 C_{OUT} 为输出电容，接在 U_o 和 ESR 之间，取值 2.2 ~ 4.7 μF 。 C_{IN} 和 C_{OUT} 推荐采用多层陶瓷电容，这种电容具有较好的温度稳定性和极低的 ESR（等效串联电阻）。 C_{OUT} 距输出端（5 脚）也应尽量接近（不大于 1cm）。

(2) 控制电源通/断的 PL2983 低输出电压电路

若需要控制低输出电压电路的通/断，可采用图 17.46 所示电路。图中在 ON/OFF 端（3 脚）加反相器控制电源电路的通/断。在反相器的输入端加高电平，ON/OFF 端为低电平，电源被关断。 R_b 的大小由加在基极上的电压大小决定。在反相器的输入端加高电平，则电源接通。

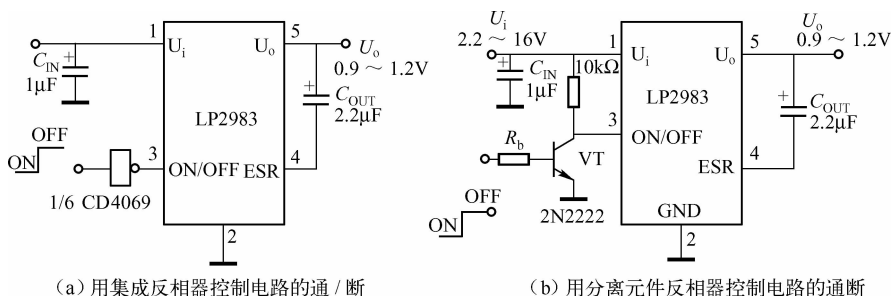


图 17.46 控制电源直/断的 LP2983 低输出电压电路

(3) 保护 LP2983 的低压输出电路

图 17.47 所示为保护 LP2983 的低压输出电路，它的工作原理是：若输出电压被上拉到大于输入电压，可能会损坏器件，为防止这一情况的发生，在 U_i 和 U_o 之间加一个肖特基二极管。若 $U_o > U_i$ ，二极管 VD 导通， U_o 与 U_i 之间的电压仅相差 0.3V，器件不会损坏。

使用电路时， U_i 选择为 $U_o + 1V$ 。

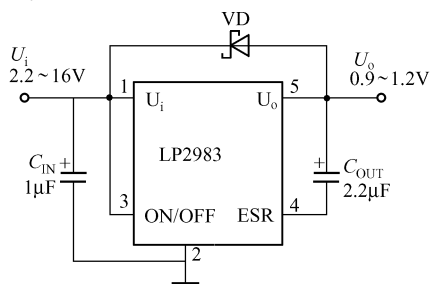


图 17.47 保护 LP2983 的低压输出电路

二、降压式 DC/DC 转换器 VT103 应用电路

1. 简介

VT103 是 VOLTERRA 公司的产品。它的主要特点：输出电压可以设定，输出 1.8V 时转换效率大于 90%，输出电压降至 1.23V 时转换效率为 88%；输入电压为 2.7~6V 时，输出电压为 1.23~5.9V（压差约为 100mV）；最大输出电流为 1.2A；内部振荡器频率为 1MHz，也可以用外部频率源，以减小噪声；可选择 PWM（脉冲宽度调制）模式或 PFM（脉冲频率调制）模式，以保证不同负载时都有转高的效率。采用 PFM 模式时，工作电流典型值为 125 μ A。有关断控制端，关断时电路的电流仅为 0.5 μ A；有短路保护、软启动及欠电压锁存保护；芯片面积为 0.25m² (1.61cm²)；工作温度范围为 -40~+85℃。

2. 应用

VT103 主要应用于嵌入式微处理器，个人通信装置、蜂窝电话，便携式计算机、GPS、便携式仪器等。

3. 引脚排列与引脚功能

VT103 的引脚排列如图 17.48 (a) 所示；引脚功能见表 17.10。

表 17.10 VT103 引脚功能

引脚号	符 号	功 能
1、2、3、4	U_i	电源输入端 (2.7~6V)
5	SYNC	同步信号输入端, 在 PWM 模式时, 外输入同步信号频率为 12MHz 或 20MHz, 它迫使内部的开关频率按外输入频率的 1/20 工作。在 PFM 模式时, 开关频率与外输入频率同步
6	$\overline{\text{SHDN}}$	关断控制端, $\overline{\text{SHDN}}$ 接高电平时, 电源电路正常工作; $\overline{\text{SHDN}}$ 接低电平时, 电源关断, 此时关断电流小于 0.5 μA
7	OM	工作模式选择端, 此端接低电平时为 PWM 模式; 此端接高电平时为 PFM 模式
8、12、13、14、15	GND	接地端
9	U_{DFB}	设定电压反馈端, 此端接电阻分压器中间点
10	U_{DES}	设定电压端, 此端与地之间接一电阻分压器, 中间头接 U_{DFB} , 由分压器电阻 R_1 、 R_2 决定设定电压
11	U_{FB}	输出电压反馈端, 此端接 U_o
16、17、18、19、20	U_x	内部接开关管, 外部接电感端

4. 应用电路

VT103 的典型应用电路如图 17.48 (b) 所示。电路的输出电压 U_o 与分压电阻的关系如下:

$$U_o = U_{\text{REF}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

式中, U_{REF} 为基准电压, $U_{\text{REF}} = 1.23\text{V}$ 。

推荐取 R_2 为 300k Ω , 由设定的 U_o 值可确定 R_1 值。假定要求输出电压 $U_o = 2\text{V}$, 则 $R_1 = 188\text{k}\Omega$ 。

根据负载电流的大小来选择 PFM 模式还是 PWM 模式, 负载电流小于 250mA 时, 采用 PFM 模式; 负载电流大于 250mA 时采用 PWM 模式。采用 PFM 模式时应在 OM 端 (7 脚) 加高电平; 采用 PWM 模式时在 OM 端加低电平。

$\overline{\text{SHDN}}$ 端 (16 脚) 接高电平 (高于 2.4V) 时电源电路正常工作; $\overline{\text{SHDN}}$ 接低电平 (低于 0.4V) 时电源电路关断; $\overline{\text{SHDN}}$ 接输入端 U_{IN} 时电路可正常提供所设定的电压。

图 17.48 中的电感 L 建议采用 2.2 μH (饱和电流应大于 2.2A, 以备电路提供最大的 1.2A 输出电流); 输入电容 C_{IN} 用 10 μF , 输出电容采用低 ESR (等效串联电阻) 电容, 如多层陶瓷电容 (有很低的阻抗), 其性能优于钽电容, 容量为 $2 \times 22\mu\text{F}$ 。

典型电路中没接续流二极管, 因内部采用同步整流结构。电路不仅省了外接的肖特基二极管, 并且效率比普通电路高 3% 左右。该电路在 PWM 模式时, 其线性调整率典型值为 0.2%/V; 负载调整率典型值为 2.4%; 输出纹波电压峰-峰值为 7mV。在 PFM 模式时, 其线性调整率典型值为 1.0%/V; 负载调整率典型值为 3.0%; 输出纹波电压峰-峰值为 20mV。

制作时应注意, 4 个 U_i 端和 4 个 GND 端都应焊接在印制板上, 5 个 U_x 端都连接在一起, 并有足够宽的敷铜板线条, 有利于减小直流电阻、有利散热。

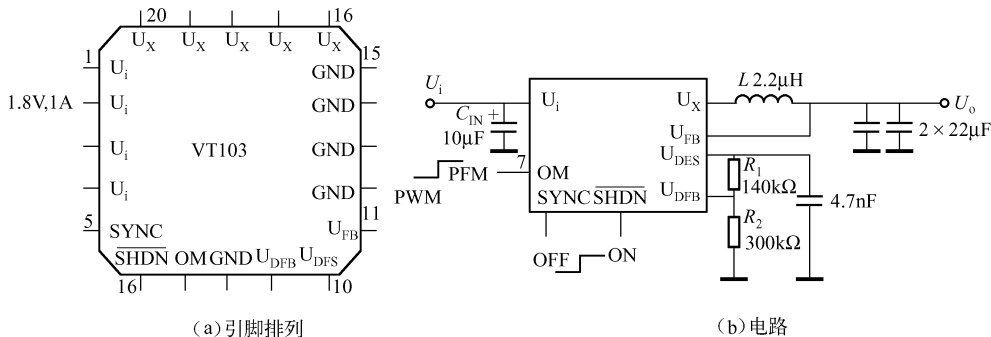


图 17.48 VT103 降压式 DC/DC 转换电路

三、4 节电池提供 5V (或 3 节提供 3.3V)、500mA 的升/降直流电压转换电路

图 17.49 所示为输入电压 3~11V, 输出电压 5~3.3V 的直流电压升/降电路。该电路产生 5V (或 3.3V) 输出电压、500mA 输出电流。电路的转换效率为 85%, 输入电压可以低于输出, 也可以高于输出。

设计要点如下:

① 转换电路中有两个电感, 可以用同一磁心上的两个不相耦合的两个线圈 (它们不用于能量的传输), L_1 和 L_2 既可以在一起, 也可以是分离的, 两者都提供相同的性能。 L_1 , L_2 必须能承受输入电压与输出电压之和的激励, 图示中的电感要承受得 16V 的电压。

② C_2 和 C_3 应选用低 ESR 型电容器, 如钽电容、陶瓷电容。

③ 如果不需要在满载下启动, 那么输入电压 U_i 值可以比图 17.49 中所标值还低。

④ 如输出 5V 电压, 则取 $R_2 = 200k\Omega$, $R_3 = 470k\Omega$; 如输出 3.3V 电压, 则取 $R_2 = 100k\Omega$, $R_3 = 20k\Omega$ 。

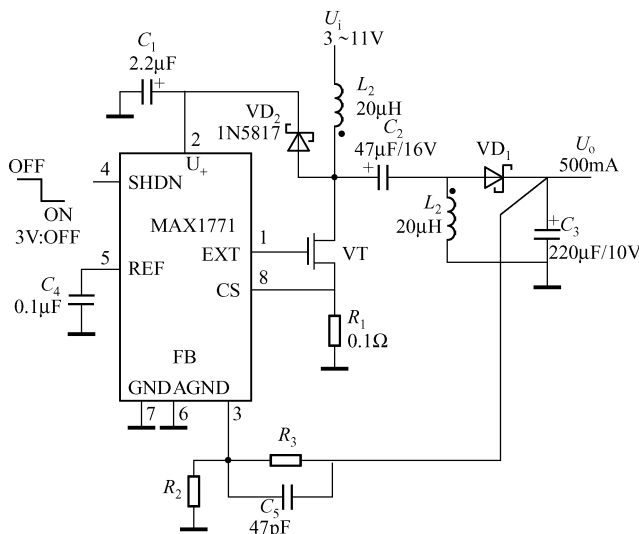


图 17.49 升压/降压至 5V/3.3V 输出电压的电压转换器

⑤ 场效应晶体管 VT 可以选用 Motorola 公司生产的 MMFT3055ELTI 或相类似的管子。

四、无变压器输入电压 -48V，输出 5V、300mA 直流变换电路

图 17.50 所示为输入电源为 $-30 \sim -75\text{V}$ ，输出 5V 、 300mA 的直流变换电路。图中在模拟地 AGND 加入 -48V 输入电压，芯片 IC 的电源端 U_+ 的电压约为 9.4V （与 -4.8V 有关），它是由齐纳管偏置的射极输出器 VT_2 提供的。

N 沟道 MOSFET (VT_1) 驱动升压电路； VT_2 的作用是，根据 5V 输出电压到芯片 IC 的 FB 输入反馈信号的变化来调节输出电压。电路的转换效率典型值是 82% 。

在选择 VD_1 、 VT_1 、 VT_2 和 C_6 时，应考虑在全部输入电压（ -48V ）加到电路的情况下，它们处于一个合适的安全区域； VD_1 应选用快恢复型上升时间 t_{rr} 小于 30ns 的肖特基二极管； R_p 、 R_8 、 C_8 和 VD_2 的选择应适用于软启动电路，以防止在电源上升时过大的浪涌电流。

第六节 大电流稳压器

一、由 LT3436 组成的 3A 稳压器

LT3436 是由凌特公司（即线性技术公司，Linear-Technology Corporation）生产的线性稳压器件，它是一款 3A 升压器 DC/DC 转换器。

1. 特点

① 输入电压范围广，为 $3 \sim 25\text{V}$ ；输出电压高达 35V 。

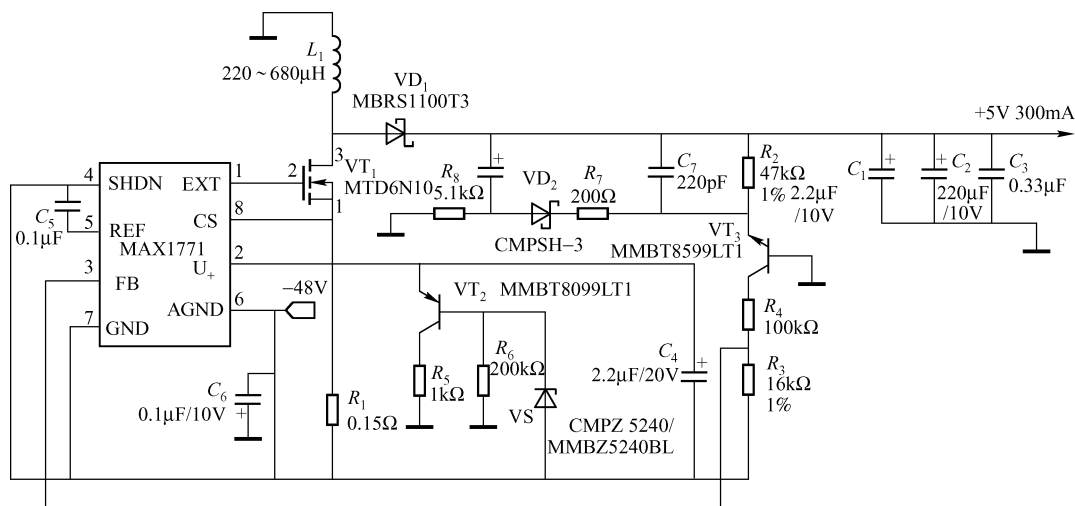


图 17.50 无变压器输入电压 -48V ，输出 5V 、 300mA 直流变换电路

② 内部开关频率为 800Hz ，频率稳定，使对噪声敏感的电路不受噪声的影响。

③ 工作时电流小，仅为 0.9mA 。

- ④ 采用 TSSOP - 16 封装, 可明显减小散热片的体积, 可应用于微型产品中。
- ⑤ 最大负载电流达 3A。
- ⑥ T3436 的效率 η 与负载电流 I_L 有关, $I_L = 0.2 \sim 0.3\text{A}$ 时, 效率最高可达 86%, 如图 17.52 所示。

2. 应用电路

由 LT3436 组成的 3A、12V 稳压电路如图 17.51 所示。电路具有关断控制端 $\overline{\text{SHDN}}$, 当 $\overline{\text{SHDN}}$ 为高电平或悬空时, 电路开启, 正常工作; 当 $\overline{\text{SHDN}}$ 为低电平时, 电路关断, 关断时的电流为 $6\mu\text{A}$ 。

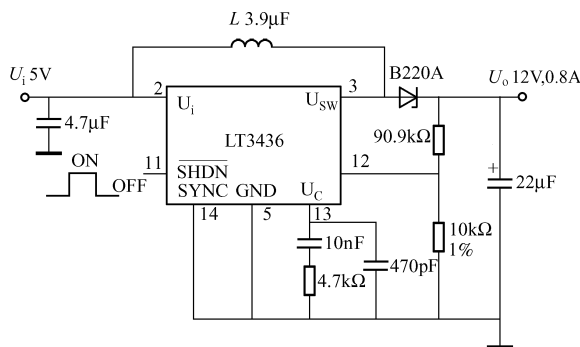


图 17.51 由 LT3436 组成的 3A 稳压器

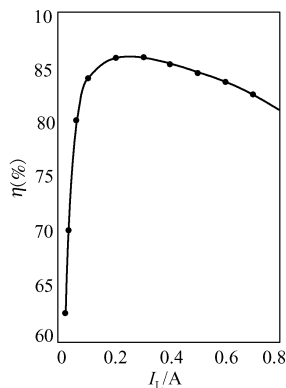


图 17.52 T3436 的效率 (负载电流 I_L 的关系)

3. 用途

LT3436 采用散热增强型封装, 外电路不需接 MOSFET 功率管, 节省了空间, 能提供大电流的升压能力, 适用于便携式计算机、仪器, LCD 显示及其他需要电源电压升压转换的场合。

二、5A 低压差线性稳压器 MIC37502

MIC37502 由 ITT 公司生产, 是一种低压差线性稳压器, 输入与输出的最大压差为 500mV。输出电压可以设定, 输出电流可达 5A; 输入电压为 2.3 ~ 6V; 输出电压 1.24 ~ 5.5V; 内部有输出电流限制电路和过热保护电路; 有反向漏电流保护。

MIC37502 有关断控制端子 U_{EN} , 即选通端子, 当此端加低电平时, 电源关断; 当端子加高电平时电源开通, 若无特殊要求, 此端应接到 U_i 上。

工作温度为 $-40 \sim +125^\circ\text{C}$; 低剖面高度 S-pak 封装。

由 MIC37502 组成的 5A 稳压电路如图 17.53 所示。

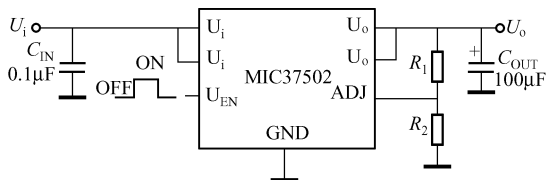


图 17.53 5A 低压差线性稳压器 MIC37502

输出电压 U_o 与 R_1 、 R_2 的关系为

$$U_o = 1.24V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

因为输入、输出电流较大,故两个 U_i 和两个 U_o 应各自焊接在一起。

三、输出功率达 10W 的 DC/DC 变换器

由 MAX1744/MAX1745 组成的 DC/DC 变换器如图 17.54 所示。电路的输入电压范围为 4.5 ~ 36V, 对于 MAX1744, 其输出电压为 3.3V 或 5V, 由输出选择端 3/5 决定了; 对于 MAX1745, 其输出电压为 1.25 ~ 18V。电路的输出功率可达 100W, 最大负载电流达 2A, 可应用于汽车电路或其他场合。

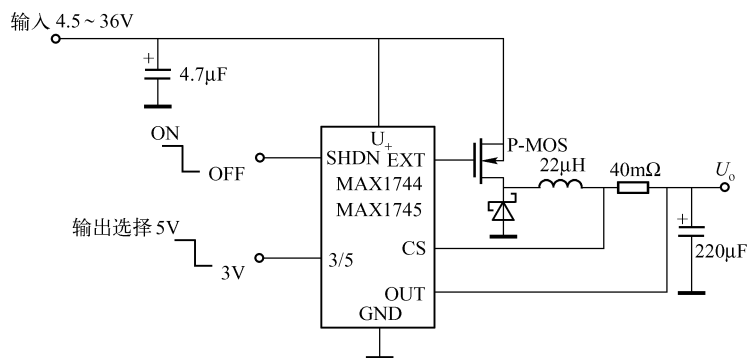


图 17.54 输出功率达 10W 的 DC/DC 变换器

器件的开关频率为 330kHz, 在低压差条件下, 其占空比可达 100%。电路的静态电流仅 90μA, 电路的效率随负载电流而变化, 如图 17.55 所示, 当负载电流 $I_o = 0.1 \sim 1A$ 时, 效率提高, 当 $U_i = 7.2V$ 和 $U_o = 5V$ 时, 效率最高 $\eta = 95\%$ 。

芯片采用 μ MAX 封装, 体积小, 温度范围广 ($-40 \sim +125^\circ C$)。

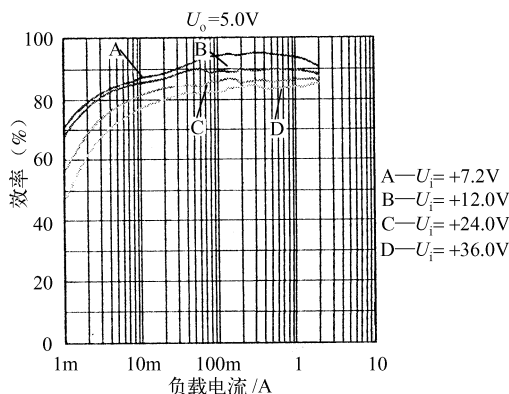


图 17.55 效率与负载电流的关系

第十八章 开关电源电路设计与应用

第一节 单片开关电源的设计要点

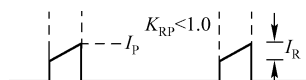
要设计一个高性能开关电源，涉及面广，不仅要掌握各种单片开关电源集成电路的工作原理和应用电路，还要求对有关通用元器件、特殊器件、模拟与数字电路、电磁兼容性、热力学、散热学等有详细的了解。本节只介绍单片开关电源的设计要点及其外围关键元器件的选择。

一、单片开关电源的工作模式

单片开关电源有两种工作模式，一种是连续传输模式（Continuous Mode，CUM），也称连续工作模式；另一种是非连续传输模式（Discontinuos Mode，DUM），也称非连续工作模式。

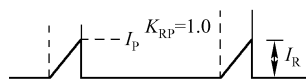
1. 连续工作模式

连续工作模式的开关电流波形如图 18.1（a）所示，其特点是，高频变压器的每个开关周期都是从非零的能量储存开始。在一个开关周期中，初始电流具有一定幅度，它沿斜坡上升至峰值 I_P ，然后迅速回零，波形呈梯形，此时变压器一次绕组的脉冲电流 I_R 与峰值电流



（a）连续工作模式

$$I_P \text{ 之比 } K_{RP} = I_R / I_P < 1.0, \text{ 即 } I_R = K_{RP} I_P < I_P。$$



（b）不连续工作模式

此式说明，在连续工作模式下，储存在高频变压器的能量在每个开关周期内并未全部释放掉，在下一个周期具有一个初始能量。采用连续工作模式，可使一个绕组的 I_P 和 I_{RMS} 下降，降低芯片的功耗。但连续模式要求一次绕组的电感 L_p 大一些，使变压器体积增大。因此，连续模式适用于功率较小的 TOPS-switch 开关器件和体积较大的高频变压器。

2. 非连续工作模式

非连续工作模式的特点是，储存在高频变压器中的能量在每个开关周期内均释放掉，其开关电流从零上升至峰值 I_P ，再迅速回零，波形呈三角形，如图 18.1（b）所示。此时， $K_{RP} = 1.0$ ，即 $I_R = I_P$ 。

非连续模式下的 I_P 、 I_{MRS} 较大，所需的 L_p 较小，因此适用于输出功率较大的 TOPSwitch 芯片，可使用较小的高频变压器。

实际上，连续与非连续工作模式并无严格界限，而且存在一个过渡过程。设计时，应根据输出功率的大小来选择 TOPSwitch 和高频变压器的容量。

二、单片开关电源系统中的反馈电路

单片开关电源电路的形式多种多样，但其反馈电路只有四种类型：基本反馈电路；改进

型反馈电路；配有稳压管的光耦反馈电路；配有 TL431 的光耦反馈电路。

1. 基本反馈电路

基本反馈电路如图 18.2 (a) 所示，其电路简单，成本低，适于制作小型经济开关电源；缺点是稳压性能差，电压调整率为 $S_V = (2.0 \pm 0.5)\%$ ，负载调整率 $S_I = \pm 5\%$ 。

2. 改进型反馈电路

改进型反馈电路如图 18.2 (b) 所示，只是在反馈支路 N_F 上增加了一只稳压管 VS_2 和电阻 R_1 ，可使负载调整率达到 $\pm 2.5\%$ 。一般选稳压管 VS_2 的稳压值为 22V，应注意适当增加 N_F 的匝数，以获得较高的反馈电压 U_{FB} ，满足设计要求。

3. 配有稳压管的光耦反馈电路

配有稳压管的光耦反馈电路如图 18.2 (c) 所示。该电路在 T 的输出绕组上加一只稳压管 VS_2 ，当输出电压 U_o 发生波动时，使光耦器上 LED 的电压也随之变动，相当于给 TOPSwitch 增加了一个外部误差放大器，与内部的误差放大器配合，可对 U_o 进行调整。该电路可使电压调整率达到 $\pm 1\%$ 。

4. 配有 TL431 的光耦反馈电路

配有 TL431 的光耦反馈电路如图 18.2 (d) 所示。这是一个用 TL431 可调式精密并联稳压电路，它构成了外部误差放大器，对 U_o 进行精细调整，可使电压调整率和负载调整率均达到 $\pm 0.2\%$ 。这种反馈电路适用于构成精密开关电源。

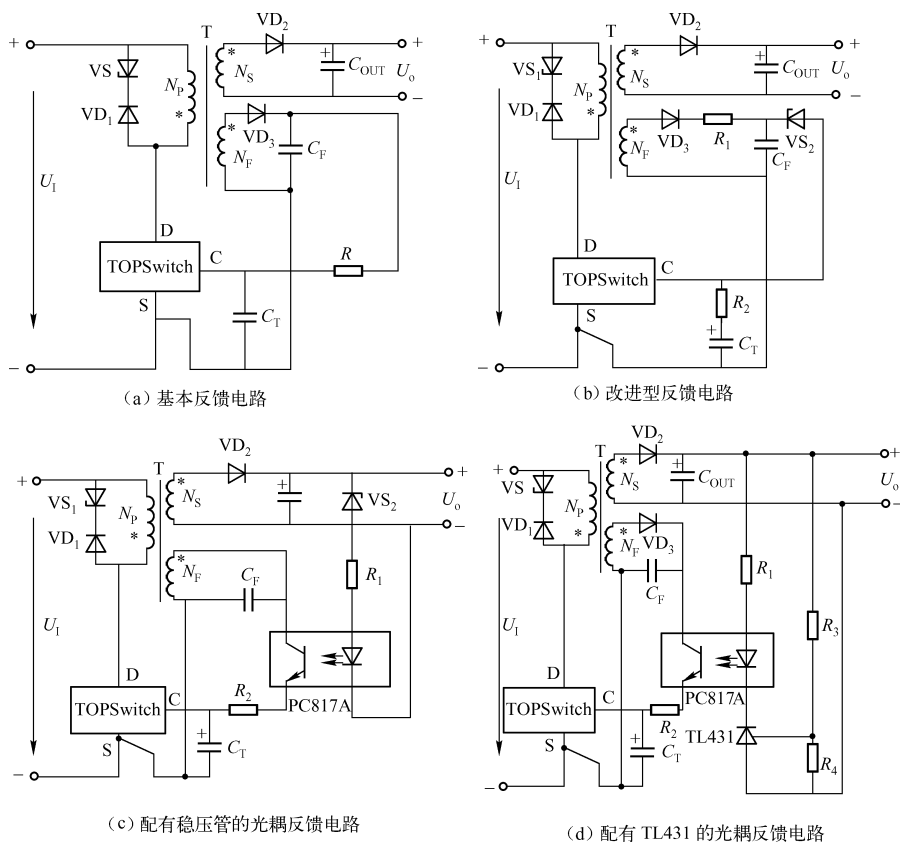


图 18.2 单片开关电源反馈电路的四种类型

三、单片开关电源的保护电路

单片开关电源内部均有过电流、过热、欠电压保护电路和关断/自动重启电路，但为了使开关电源能长期、稳定、安全可靠地工作，也需要外部保护电路。下面介绍常用的外部保护电路。

1. 输出过电压保护电路及设计

(1) 由分立元器件构成的晶闸管的输出过电压保护电路

如图 18.3 中虚线所示，由分立元器件 VT_1 和 VT_2 构成了晶闸管，其三个电极分别为 A（阳极）、K（阴极）和 G（控制极），反馈电压 U_{FB} 经稳压管 VS_2 和电阻 R_1 分压后，提供控制极电压 U_G 。正常情况下 U_o 较低，SCR 关断；当二次侧出现过电压时， $U_o \uparrow \rightarrow U_{FB} \uparrow \rightarrow U_G \uparrow \rightarrow SCR$ 导通 $\rightarrow U_C \downarrow \rightarrow TOPSwitch$ 关断，起到保护作用，即当 $U_{FB} > U_{Z2} + U_{BE2}$ 时就进行保护作用（ U_{Z2} 为 VS_2 的稳压值， U_{BE2} 为 VT_2 发射结电压）。

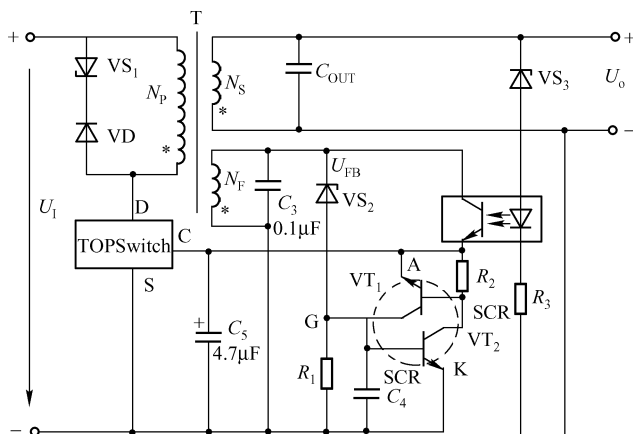


图 18.3 由分立元件构成的晶闸管的输出过电压保护电路

(2) 由稳压管组成的输出过电压保护电路

由稳压管构成的输出过电压保护电路如图 18.4 所示。电路中使用了一只 1N5231B 型稳压管，其稳压值为 5.1V，工作电流为 20mA，它限制了输出电压值，当光耦合器中的光敏晶体管 VT 损坏或二次绕组开路时，也能起到保护作用。1N5231B 可用 2CW340 (5.1V, 20mA)、1NA733A 等代换。

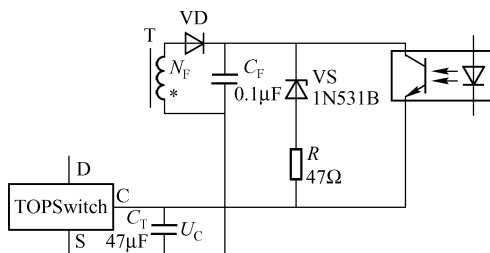


图 18.4 由稳压管构成的输出过电压保护电路

应将 U_{FB} 设定为 12V，当 $U_B < 4.7V$ 时，VT 和 VD_4 均导通， U_C 也低于 4.7V，立即将 TOPSwitch 关断。VT 应选 PNP 型管子，如 2N2970A、BC327 等。

若交流电压突然掉电， U_I 随 C_1 的放电而下降，使 U_o 降低，一旦 U_o 降至自动稳压范围之外， C_4 开始放电，也将 TOPSwitch 关断。

(2) 由反馈绕组构成的输入欠电压保护电路

由反馈绕组构成的输入欠电压保护电路如图 18.7 所示。当输入直流电压 U_I 欠电压时，晶体管 VT 导通，控制极电压呈低电平，将 TOPSwitch 关断；当 U_I 恢复正常时， U_o 增大，使 PNP 管 VT 关断， VD_4 截止，TOPSwitch 又正常工作。

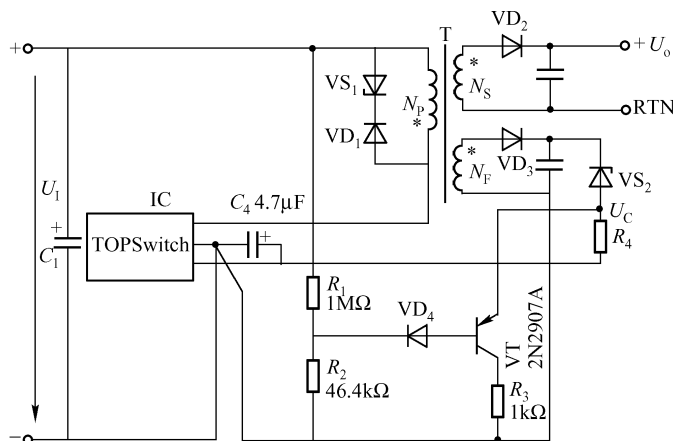


图 18.7 由反馈绕组构成的输入欠电压保护电路

该电路还具有防止 TOPSwitch 误启动的功能（仅当 U_I 高于欠电压值时才允许重新启动）。同样，当交流电源突然掉电时，该电路也能起到保护作用。

四、软启动电路

1. 光耦反馈式软启动电路

常用的光耦反馈式软启动电路如图 18.8 所示。两种电路都采用了软启动电容 C_{ss} ，其作用是消除上电瞬间对电路的冲击，使输出电压 U_o 平滑地上升。 C_{ss} 还可限制光耦合器中发光二极管导通时的尖峰电流，进而限制了占空比。正常工作时， C_{ss} 不起作用，断电后 C_{ss} 经 R_2 放电。 C_{ss} 通常取值范围为 $4.7 \sim 47\mu F$ 。

2. 基本反馈式软启动电路

基本反馈式软启动电路如图 18.9 所示。电路中的 C_{ss} 为软启动电容，它能消除开启尖峰电压。当 TOPSwitch 瞬间导通时， C_{ss} 可增大控制电流 I_c ，从而限制占空比，使输出电压趋于稳定；关闭电源时， C_{ss} 通过 R 放电。

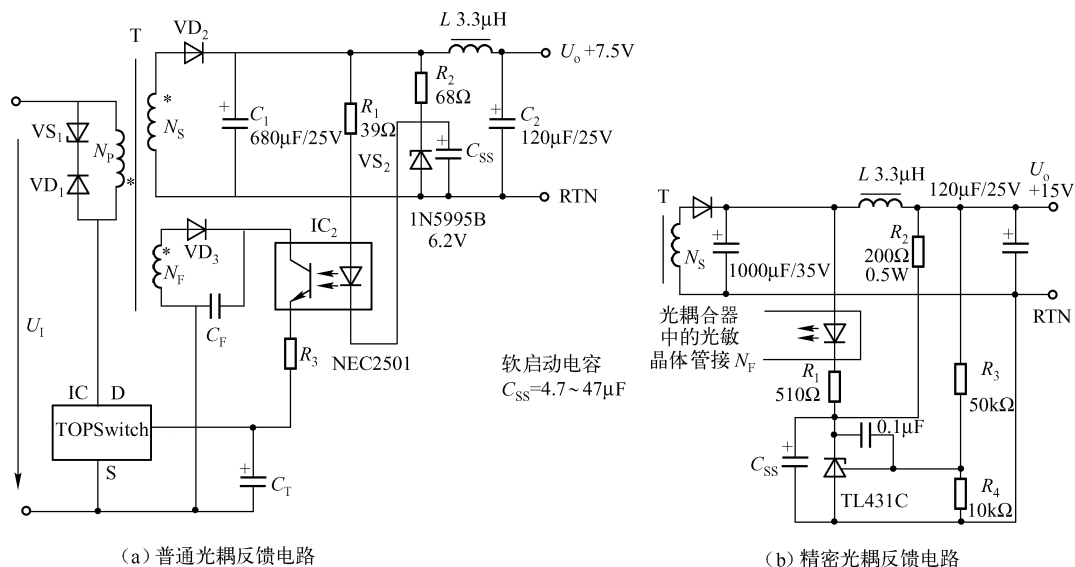


图 18.8 光耦反馈式软启动电路

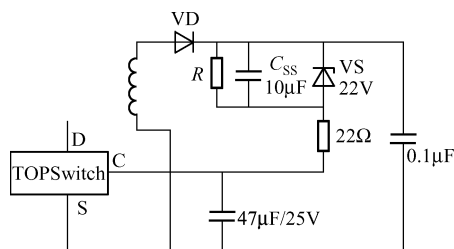


图 18.9 基本反馈式软启动电路

五、外围元器件的设计选择

研制开关电源需用到许多外围元器件，常用的有 TL431 型可调式精密并联稳定器、光耦合器、EMI 滤波器、瞬态电压抑制器、快恢复与超快恢复二极管、肖特基二极管、熔断器、自恢复熔丝等。

1. TL431 型可调式精密并联稳压器

TL431 是美国德克萨斯仪器公司 (TI) 和摩托罗拉公司生产的可调式精密开关稳压器，可调电压范围为 2.50 ~ 36.0V，其性能优良，应用广泛，价格低廉。

TL431 有 6 种型号：TL431C、TL431AC、TL431AI、TL431I、TL431M 和 TL431Y。

TL431 有 DIP-8 和 TO-92 两种封装形式，分别如图 18.10 (a)、(b) 所示，图形符号如图 18.10 (c) 所示。TL431 相当于一只可调式稳压管，A 为阳极，K 为阴极， U_{REF} 为基准电压端，它接内部的基准电压 2.5V。使用时，K 接高电位，A 接低电位。TL431 的基本接线和等效电路如图 18.11 所示。TL431 的输出电压 U_o 由外接电阻 R_1 和 R_2 确定，即

$$U_o = U_{KA} = (1 + R_1/R_2) U_{REF}$$

式中， R_3 为限流电阻。

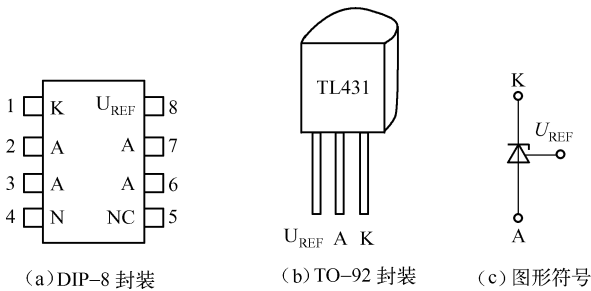


图 18.10 TL431 的引脚排列及图形符号

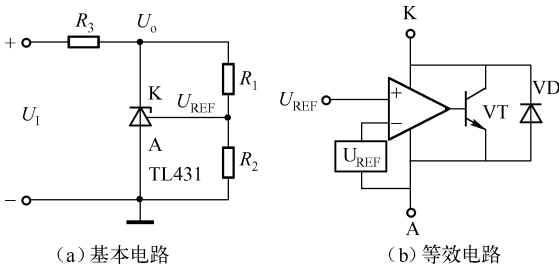


图 18.11 TL431 的基本电路和等效电路

2. 线性光耦合器

光耦合器，简称光耦，是一种光电转换器件，光耦合器是将发光二极管（LED）和光敏晶体管封装在一起，LED 通过电流后即可发光，光敏晶体管接收光能后将光能转换成电流。光耦合器分为两种，一种是数字式，它输出开关信号；另一种是线性光耦合器，它是一种新型光电隔离器件，能传输连续变化的模拟电压或模拟电流信号。

线性光耦合器的一个重要参数是电流传输比 CTR，当输出电压保持恒定时

$$CTR = \frac{I_c}{I_F} \times 100\%$$

式中， I_c 为直流输出电流； I_F 为直流输入电流。普通光耦合器的 $CTR = 20\% \sim 300\%$ ，达林顿光耦合器的 $CTR = 100\% \sim 500\%$ ，而线性光耦合器的 $CTR = 80\% \sim 160\%$ ，而且 CTR 与 I_F 呈线性关系，这是一个重要特性。常用线性光耦合器的型号及主要参数见表 18.1。开关电源的保护电路一般选用线性光耦合器。

表 18.1 常用线性光耦合器的型号及主要参数

型 号	CTR (%)	$U_{(BR)CEO}/V$	生产厂商	封装形式
PC816A	80 ~ 160	70	Sharp	DIP - 4 (基极未引出)
PC817A	80 ~ 160	35		
SF610A - 2	63 ~ 125	70	Simens	
NEC2501 - H	100 ~ 200	40	NEC	
CNY17 - 2	63 ~ 125	70	Motorola, Simens, Toshiba	DIP - 6 (基极未引出)
CNY17 - 3	100 ~ 200	70		
SFH600 - 1	63 ~ 125	70	Simens, Isocom	

(续表)

型 号	CTR(%)	$U_{(BR)CEO}/V$	生产厂商	封装形式
SFH600 -2	100 ~ 200	70		
CNY75GA	63 ~ 125	90	Temic	DIP - 6 (基极未引出)
CNY75GB	100 ~ 200	90		
MOC8101	50 ~ 80	30	Motorola, Isocom	
MOC8102	73 ~ 117	30		

选用光耦合器的原则如下：

① 光耦合器的电流传输比 CTR 的允许范围为 50% ~ 200%。当 CTR < 50% 时，光耦合器内的发光二极管需要较大的工作电流 I_F ， $I_F > 5.0\text{mA}$ 才能正常控制单片开关电源占空比，这会增加光耦合器的功耗；若 CTR > 200%，启动电路（或负载变化）时，可能误触发开关电源，影响正常输出。

② 常用的 4N × × 系列光耦合器（如 4N25、4N26、4N35 等）呈开关特性，其线性不好，只适宜传输数字信号，不能用于开关电路中，选用表 18.1 中推荐的光耦合器可满足选用原则。

3. 电磁干扰滤波器（EMI 滤波器）

电磁干扰滤波器，又叫 EMI（Electromagnetci Intreferece）滤波器，它能有效抑制电网噪声，提高电子设备的抗干扰能力，保障系统的可靠性，广泛用于电子测量仪器，计算机系统，开关电源，测控系统等领域。

电磁干扰的一种形式是电网噪声，它属于射频干扰，其频谱为 10kHz ~ 30MHz（最高可达 150MHz）。电网噪声又分两类，一类是从电源线引入的外界干扰，另一类是电子设备产生并由电源线传出的噪声。这表明电网噪声是一种双向干扰，电子设备既是噪声干扰的对象，又是一个噪声源。

电网噪声可分为串模干扰和共模干扰。串模干扰是两条电源线之间（线对线）的噪声；共模干扰是两条电源线对大地（线对地）的噪声。因此，EMI 滤波器是双向射频滤波器，一方面它要滤除由交流电源线引入的外部电磁干扰；另一方面还要避免设备本身向外发生噪声干扰，以免影响同一电磁环境下的其他电子设备。

开关电源常用的简易 EMI 滤波器电路有四种，如图 18.12 所示。每个电路都含有共模扼流圈和滤波电容。图（c）中， L 、 C_1 和 C_2 用于滤除共模干扰， C_3 、 C_4 用于滤除串模干扰。当出现共模干扰时，由于 L 中的两线圈的磁通方向相同，经过耦合其总电感增大，对共模信号呈现很大的感抗，使之不易通过，故称共模扼流圈，它的两个线圈分别绕在高磁导率、低损耗的铁氧体磁环上。 R 为泄放电阻，可将 C_3 上积累的电荷泄放掉，避免积累电荷影响滤波特性，断电后还能使电源线的 L、N 端不带电。

每个电路均有两个输出端，分别和整流桥的两个输入端相连接。

4. 瞬态电压抑制器（TVS）

瞬态电压抑制器（Transient Voltage Suppressor, TVS）是一种新型过电压保护器，其响应速度快、钳位电压稳定、体积小、价格低，因此广泛用于仪器仪表、自动控制、家用电器、单片开关电源及其他对电压敏感的半导体器件的保护。TVS 的外形同硅二极管，图形符号同半导体稳压器。

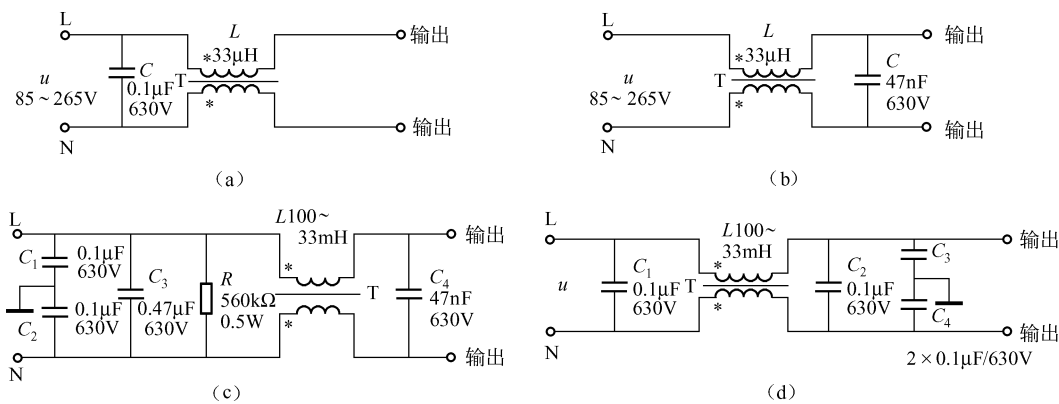


图 18.12 单片开关电源常用的 4 种 EMI 滤波器

TVS 在承受瞬态高能电压，如浪涌电压、尖峰电压、雷电电压等能迅速击穿，由高阻态变成低阻态，TVS 的钳位（击穿）时间极短，仅 1ns，所能承受的瞬态脉冲峰值电流高达几十至几百安培，其性能优于压敏电阻。常用的 TVS 的主要参数见表 18.2。

表 18.2 常用 TVS 的主要参数

TVS 产品型号	U_B/V	P/W	t/ns	生产厂商
P6KE91	91	5	1	美国 Motorola 公司
P6KE150	150	5	1	
P6KE200	200	5	1	
BZY97 - C120	120	1.5	1	
BZY97 - C200	200	1.5	1	
BZT03 - C120	120	3.25	1	

注： U_B 为反向击穿电压（即钳位电压）； P 为额定功率； t 为钳位时间（典型值）。

5. 快恢复与超快恢复二极管

快恢复二极管（FRO）和超快恢复二极管（SRD）的开关特性好，具有反向恢复时间短，耐压高，正反电流大，体积小等优点，广泛用于脉宽调制器、单片开关电源、不间断电源、交流电动机变频等领域。

在开关电源中，一般采用超快恢复二极管作为阻塞二极管、输出整流二极管及反馈电路中的整流管。

(1) 阻塞二极管

在高频变压器一次绕组中常用超快速恢复二极管，其反向恢复时间 $t_{rr} \leq 75ns$ ，典型产品有美国通用仪器公司（GI）生产的 UF4000、UF5400 两大系列，荷兰飞利浦公司生产的 BY26、BY27、BY29 系列，美国摩托罗拉公司生产的 MUR100 系列。

不同的开关电源芯片选用相应的系列，其选用方法见表 18.3。

表 18.3 选用阻塞二极管的方法

单片开关电源集成电路	阻塞二极管的反向耐压 U_{RM}/V	超快恢复二极管型号
TOP100 系列	400	UF4005 BYV26B MUR140
TOP200 系列	600	UF4006 BYV26C MUR160
TOPSwitch 系列	600	UF4005 BYV26C MUR160

(2) 输出整流二极管

超快恢复二极管适合作为开关电源的高压、大电流整流管。选择输出整流管要求满足

$$U_{RM} \geq 2U_{(BR)S}, I_F \geq 3I_{OM}$$

式中, $U_{(BR)S}$ 为整流管实际承受的最高反向峰值电压; U_{RM} 为所选的整流管的最高反向工作电压; I_{OM} 为最大连续输出电流; I_F 为额定整流电流。

(3) 反馈电路中的整流管

反馈电路中的整流管常选用高速硅开关管如 1N4148, 有时也可选用 UF4003、MUR120、BAV21 等超快恢复二极管。

6. 肖特基二极管

肖特基二极管分为点接触二极管和面接触二极管, 前者又称为肖特基势垒二极管 (Schottky Barrier Diode SDB), 简称肖特基二极管, 其特点是反向恢复时间短 (1ns 以下), 工作频率高 (2GHz 以上), 额定正向电流较小 (1A 以下), 是低压、低功耗、超高速半导体二极管, 主要用于示波器取样、计算机的门电路或微波通信电路中用做混频器、检波器、高速开关或小电流的高频整流。

面接触肖特基二极管的反向恢复时间在 10ns 以内, 额定正反电流从 1A 到几百安培, 用于大电流大功率的开关电源, 以及在保护电路中用做续流和整流。

肖特基二极管的正向压降很小, 一般在 0.2V 左右。

开关电源的输出整流管选用肖特基二极管有利于提高电源效率。选择管子需满足

$$U_{RM} \geq 2U_{(BR)S}, I_F \geq 3I_{OM}$$

二次绕组整流管的最高反向峰值电压 $U_{(BR)S}$ 由下式确定:

$$U_{(BR)S} = U_o + \frac{N_s}{N_p} U_{Imax}$$

式中, U_o 为开关电源的输出电压; N_s 为高频变压器二次绕组匝数; N_p 为一次绕组匝数; U_{Imax} 为直流输入电压最大值。

例如, 开关电源 $U_o = 12V$, 最大连续输出电流 $I_{OM} = 5A$, 最大输出功率 $P_{om} = 60W$, $N_p = 54$ 匝, $N_s = 5$ 匝, $U_{Imax} = 375V$ (对应于最大交流输入电压 $U_{max} = 265V$), 则有

$$U_{(BR)S} = 12 + 5/54 \times 375V = 46.7V$$

$$U_{RM} \geq 2U_{(BR)S} = 2 \times 46.7V = 93.4V$$

$$I_F \geq I_{OM} = 3 \times 5A = 15A$$

选用肖特基二极管 MBR20100, 其 $U_{RM} = 100V > 93.4V$, $I_F = 20A > 15A$, $t_{rr} < 10ns$ 基本满足要求。

部分面接触肖特基二极管的主要参数与代换型号见表 18.4。

表 18.4 部分面接触肖特基二极管的主要参数与代换型号

型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号	型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号
BGY10-25	25	1.5	BYS10-25、BYS11-25	BYS98-50	50	120	MMR12050、BYS95-45
BGY10-35	35	1.5	BYS10-35、BYS11-35	BYV18	45	8.8	BYV118、MBR1050

(续表)

型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号	型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号
BGY10-45	45	1.5	BYS10-45、BYS11-45	BYV19	45	9	MBR1045、MBR4050
BGY10-90	90	1.5	BYS10-90、BYS11-90	BYV20	45	12.5	MBR1545、1N5828
BYS15-45	45	15	BYS31-50、BYS-32	BYV21	45	27	MBR3045、BYV121D
BYS16-40	40	15	MBR1540、1N5828	BYV22	45	50	MBR5045、BYS50
BYS22-90	90	2	BYS26-90、BYS12-90	BYV23	45	70	MBR7045、BYS71/72
BYS24-45	45	2×5	BYV143F、MBRF20100	BYV24	80	12	BYX66、BYT61
BYS25-40	40	25	BYV121、MBR2540	BYV33	45	18	MBR1550、BYV133C
BYS26-90	90	3	SB390、BYS27-90	BYV39	45	12.5	MBR1545、MBR1645
BYS27-45	45	5	SB550、SB560	BYV43	45	30	MBR2545、BYV133
BYS28-45	45	2×15	BYV73C、MBR3045PT	BYV73	30	30	MBR4035、MBR4050
BYS30-45	45	30	BYS31-45、BYS32-45	BYV118	40	9	BYV33B、BYS45
BYS31-45	45	30	BYS32-45、BYS31-45	BYV120	40	13.5	BYS15、1N2528
BYS32-50	50	30	BYS31-50、BYS35-50	BYV121	40	27	BYS32、MBR2540
BYS35-50	50	35	BYV22D、MBR3550	BYV123	45	70	BYS72、MBR7545
BYS40-40	40	40	MBR4040、1N5834	BYV133	45	18	MBR2045、BYV33
BYS41-35	35	30	BYS30-40、MBR3535	BYV143	45	2×15	BYS28-45、BYV43F
BYS50	45	60	BYS60-45、MBR6045	CT B-23	30	4	BYS27-30、SB550
BYS51	35	60	BYS50、BYS60-45	CT B-33	30	15	BYS16-30、MBR1540
BYS60-45	45	60	MBR6045、BYV23	CT B-34	40	15	BYS16-40、MBR1540
BYS71	50	80	BYS72、MBR8050	CT B-34M	40	30	BYS43、BYV133
BYS72	50	75	BYS71、MBR7550	CT B-G14L	40	6	BYV19、MBR745
BYS75	50	75	BYS72、MBR7550	CTG-11R	100	5	CTL-11S、CTG-G12
BYS76	45	75	BYV23、MBR7545	CTG-12R	200	5	CTG-22R、CTL-12S
BYS79	50	30	BYS31-50、BYS35-50	CTG-14R	400	5	CTL-24R、CTM-24R
BYS80	45	30	MBR3045、BYS42-45	CTG-21R	100	10	CTL-21S、CTL-G21S
BYS92-45	45	200	MBR20045、MBR20050	CTG-22R	200	10	CTL-22S、CTL-G22S
BYS93-45	50	300	MBR30045、MBR30050	CTG-23R	300	10	CTM-24R、CTM-34R
BYS95-40	45	120	MBR12045、MBR12050	CTL-11S	100	5	MUR610、CTG-11R
BYS97-40	45	200	MBR20045、MBR20050	CTL-12S	200	5	MUR620、CTG-12R
CTL-21S	100	10	CTG-21R、CTL-G21S	ESAD92M-03	300	20	
CTL-22S	200	10	CTG-22R、CTL-G22S	ESAD95-04	400	20	
CTL-31S	100	20	BYV74A、PBYS30100	ESAE83-004	40	60	
CTL-32S	200	20	BYV74A	FMB-G12L	20	5	MBR6045、BYS71
CTL-G11S	100	6	BYV108、BYW29	FMB-G14L	40	5	BYS27-40、SB530
CTL-G12S	200	6	FE8D、CTL-22S	FMB-G22L	20	10	BYS27-40、SB540
CTM-20R	50	8	BYV24、CTG21R	FMB-G24H	40	10	MBR1030、BYS32
CTM-21R	100	8	CTG-21R、CTL-21S	FST1240	40	2×15	MBR1045、BYS32

(续表)

型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号	型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号
CTM-22R	200	8	CTG-22R、CTL22S	FST1245	45	2×15	MBR1545CT、FST1540
CTM-24R	400	8	CTG-24R、CTM-34R	FST1540	40	2×15	MBR1545CT、FST1545
CTM-31R	100	15	CTL-31S、BYV74A	FST1545	45	2×15	MBR1545CT、FST1240
CTM-32R	200	15	CTL-32S、BYV74A	FST6035	35	2×60	MBR1545CT、FST1245
CTM-34R	400	15	BYV74C	FST6040	40	2×60	MBR12035CT、FST6040
ERA81	49	1	ERA83-006、ERA84-009	FST6045	45	2×60	MBR12040CT、FST6045
ERA82-004	40	0.6	ERA81、ERA83-004	FST6050	50	2×60	MBR12045CT、FST6050
ERA83-004	40	1.0	ERA83-006、ERA83-009	FST16035	35	2×160	MBR12050CT
ERA83-006	60	1.0	ERA84-009、ERA85-009	FST16040	40	2×160	MBR20035CT
ERA84-009	90	1.0	MBR190、BYS26-29	FST20035	35	2×200	MBR20045CT
ERA85-009	90	1.0	MBR190、BYS22-90	FST20040	40	2×200	MBR20035CT
ERC62	45	10	MBR1045、BYS15-45	FST20045	45	2×220	MBR20045CT
ERC62-004	45	10	MBR1045、BYS32	FST20050	50	2×200	MBR20045CT
ERC80	45	7.5	MBR1045、BYS31-50	FST30035	35	2×300	MBR20045CT
ERC80-004	40	5	MBR545、BYS27-45	FST30040	40	2×300	MBR30035CT
ERC80M-004	40	5	MBR545、BYS27-45	FST30045	45	2×300	MBR30045CT
ERC80M-006	60	5	MBR560、BYS27-60	FST30050	50	2×300	MBR30045CT
ERC81-006	60	3	MBR360、BYS26-60	HFA60MB60C	600	2×60	MBR30050CT
ERC81-009	90	3	MBR390、BYS26-90	HFA75MB40C	400	2×75	
ERC88-009	90	5	CTL-11R、CTG-G12	HFA80NC40C	400	2×80	
ERC88M-009	90	5	CTL-11R、CTG-G12	HFA80NC40CSL	400	2×80	
ERD80	45	2×30	MBR304PT、FST6045	HFA80NC40CSM	400	2×80	
ERD80-004	40	15	MBR1540、BYV22	HRA82M	600	1	
ERE81	40	40	1N5834、BYV22	HRP22	50	1	
ESAB82	45	7.5	MBR745、ERC80	HRP24	40	3	BYV10-60、MBR150
ESAB82-4	45	15	MBR1547、ESAC87-009	HRP32	90	1	BYS26-45、MBR340
ESAB85-009	90	5	MBR590、CTL-11S	HRP34	60	3	SB190、MBR190
ESAC61-004	40	12	MBR1245、BYS15-45	HRP100	50	1	SB360、MBR360
ESAC63-004	40	20	BYS31-40、BYV133	HRW26	40	2×5	HRP22、SB150
ESAC82M-004	40	10	MBR1045、ERD80-004	HRW34	90	5	BYV143F、MBRF20100
ESAC82M-006	60	10	MBR1060	HRW36	90	2×5	CTG-11R、CTL-11S
ESAC83M-004	60	20	BYS31-60	HRW37F	90	2×10	MBRF2090、MBRF20100
ESAD83M-004	40	30	BYS31-45、BYS32-45	ITS5817	20	1	1N5817、HRP22
ESAD83M-006	60	30	PBYR30060	ITS5818	30	1	1N5817、HRP22
ESAD85-009	90	25	PBYR30060	ITS5819	40	1	1N5819、HRP22

(续表)

型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号	型 号	反压 U_{RM}/V	额定整流 电流 I_F/A	互 换 型 号
ESAD89 - 009	90	25	PBYR30060	ITS5823	20	5	1N5823、MBR545
ESAD92M - 02	200	20		ITS5824	30	5	1N5824、MBR545
ITS5825	40	5	IN5825、MBR545	MBR370	70	3	ERC81 - 009、CTL - 11S
MA749	40	5	IN5825、MBR545	MBR380	80	3	BYS26 - 80、MBR390
MA749A	45	5	IN5825、MBR545	MBR390	90	3	BYS26 - 90、ERC81 - 009
MA750	40	10	MBR1045、BYS32	MBR1011	100	1	ERA83 - 010、ERA84 - 010
MA750A	45	10	MBR1045、BYS32	MBR1035	35	10	ERC62、BYS15 - 45
MA751	40	20	BYS31 - 40、BYV133	MBR1045	45	10	BYS32、ERC62
MA751A	45	20	BYS31 - 60、ESAC83M - 004	MBR1050	50	10	PRYR10060
MA752	40	20	BYS31 - 60、ESAC83M - 004	MBR1060	60	10	PRYR10060
MA752A	45	20	BYS31 - 60、ESAC83M - 004	MBR1070	70	10	BYV24、BYX66
MA760	90	5	HRW34F、CTL - 11S	MBR1080	80	10	BYV24、BYT61
MA761	90	10	HRW36F、BYS24 - 90	MBR1090	90	10	CTL - 21S、CTG - 21R
MA762	90	20	BYS28 - 90、ESAD89 - 009	MBR1100	100	10	CTL - G21S、PBYR10100
MA768	150	5	CTL - G12S、FE8D	PBYR10060	60	10	MBR1060、BYV24
MA769	150	10	CTM - 32R、CTL - 32S	PBYR10080	80	10	MBR1080、BYV24
MBR180	80	1	BYS21 - 90、SB180	PBYR10100	100	10	MBR1100、CTL - G21S
MBR190	90	1	HRP32、SB190	MBR20100	100	2 × 20	

注：1. 通过万用表 $R \times 100$ 挡检测二极管的正向电阻来区分普通整流二极管、快恢复、肖特基二极管。普通整流二极管为 650Ω 左右，快恢复二极管为 500Ω 左右，肖特基二极管为 150Ω 左右。

2. 电流栏中的“ $2 \times$ ”字样表示该型号为双二极管，实际有三只引脚。它可替代单二极管。

3. 互换型号栏中的空缺表示资料不详。

7. 熔断电阻器

熔断电阻器（Fusible Resistor）简称熔断电阻，具有电阻器与熔断器双重功能，正常工作时相当于一只电阻，当电路发生故障电流大增并超过其熔断电流时，便迅速熔断，对电路和元器件起过电流保护作用。熔断电阻的图形、文字符号如图 18.13 所示。



图 18.13 熔断电阻器的图形、文字符号

熔断电阻器的功率为 $0.125 \sim 3W$ ；阻值为零点几欧至几十欧，最大几千欧；熔断电流从几十毫安至几安；熔断时间为几秒至几十秒。熔断电阻多数为一次性产品，熔断后需更换同一规格的产品，但也有供多次使用的熔断电阻。熔断电阻多用于彩色电视机，也常用于开关电源的保护，多串入输入电路。

国产金属膜熔断电阻有 RJ90、RF10、RF11 系列。表 18.5 给出了 RF10 和 RF11 系列熔断电阻的主要参数，供选择时参考。

表 18.5 RF10 和 RF11 系列熔断电阻的主要参数

系列	额定功率 /W	阻值范围	阻值误差 ($\pm\%$)	稳定度 ($\%$)	温度系数 / $(\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C})$	耐心压/V	外形尺寸
RF10	0.25	0.47 Ω ~ 1k Ω	5	5	350	250	$\phi 2.5\text{mm} \times 7\text{mm}$
	0.5	0.47 Ω ~ 1k Ω	5	5	350	250	$\phi 3.9\text{mm} \times 10.5\text{mm}$
	1	0.47 Ω ~ 1k Ω	5	5	350	350	$\phi 5.5\text{mm} \times 14\text{mm}$
	2	0.47 Ω ~ 1k Ω	5	5	350	350	$\phi 6.5\text{mm} \times 17\text{mm}$
RF11	0.5	0.33 Ω ~ 1.5k Ω	5	5	350	1000	$\phi 6.3\text{mm} \times 13.5\text{mm}$
	1	0.33 Ω ~ 1k Ω	5	5	350	1000	6.5mm \times 6.5 \times 14mm
	2	0.33 Ω ~ 1k Ω	5	5	350	1000	7.4mm \times 7.4mm \times 19mm
	3	0.33 Ω ~ 3.3k Ω	5	5	350	1000	10.5mm \times 10.5mm \times 23mm

8. 自恢复熔丝

自恢复熔丝 (Resetalbe Fuse) 是一种新型过电流保护器件, 由美国 Ragchem (瑞侃) 公司研制成功的聚合物掺入导体的自恢复熔丝, 具有体积小、自行恢复、反复使用等优点, 其外形有圆片形 (RXF 系列)、方形 (RUE 系列)、小型表面安装 (mini S_{MD}) 式、片状 (SRP 系列) 等形式。

正常工作时, 自恢复熔丝的电阻非常低, 仅为零点几欧, 正常工作时所产生的热量很小, 不会改变聚合物内部的晶状结构。当发生短路时, 电流急剧增大, 自恢复熔丝产生很大热量, 使晶状体变成非晶状体, 导电链自行分离断裂, 元件的电阻值迅速增加几个数量级, 呈开路状态, 立即切断电流, 起到保护作用。一旦过电流故障被排除掉, 元件又很快恢复成低阻状态。这种通态 \rightarrow 超高阻阻断 \rightarrow 通态的转换可反复进行, 无需更换。自恢复熔丝广泛用于开关电源、电子仪器、家用电器、计算机等电子设备的输出电路中。

使用中应注意: 自恢复熔丝一般只用做低电压过电流保护, 不能接 220V 交流电压。例如, 开关电源的输出端串接自恢复熔丝后再接负载。

六、高频变压器磁心的选择

高频变压器的磁心不能选用硬磁材料 (如磁铁、硅钢片、永磁合金等不易退磁的材料) 磁心, 必须选用软磁材料磁心。

所谓软磁材料, 就是经过磁化后容易退磁的磁性材料, 其矫顽力很小。软磁铁氧体是常用的一种软磁材料。

1. 软磁铁氧体的分类和性能

(1) 分类

① 按外形分类。主要有环形 (又称磁环)、E 形、日形、U 形、T 形、工字形、王字形、单孔形、双孔形、多孔形等, 如图 18.14 所示。

② 按工作频率分类。有低频、中频、高频和甚高频磁心。

③ 按磁心的材料分类。有 MXO (铁锌铁氧化)、NXO (镍锌铁氧体)、NQ (镍铅铁氧体)、NGO (镍锌高频铁氧体)、GTO (甚高频铁氧体)。

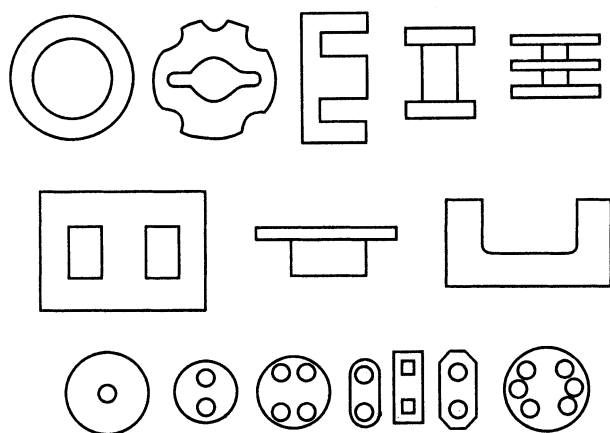


图 18.14 软磁铁氧体磁心的外形

(2) 性能

软磁铁氧体磁心典型产品的性能见表 18.6。由表可见, MXO 型适于中频(几百千赫兹), 其电阻率很低 $\rho \approx 1 \times 10^2 \Omega \cdot \text{cm}$; NXO 型适于高频(几十兆赫兹), 其电阻率较高, $\rho \approx 1 \times 10^6 \Omega \cdot \text{cm}$; NQ、NGO、GTO 型适用于甚高频, 其电阻率极高, 接近于无穷大(表中未给出具体值)。

表 18.6 软磁铁氧体磁心典型产品的性能

型号	起始磁导率 $\mu/(\text{H/m})$	居里温度 $T_c/^\circ\text{C}$	电阻率 $\rho/\Omega \cdot \text{cm}$	磁饱和时的 磁通密度 B_s/mT	矫顽力 $F/(\text{A/m})$	工作频率 f/MHz
MXO-2000	2000	150	1×10^2	400	24	0.5
NXO-20	20	400	1×10^6	200	790	50
NQ-10	10	400	极高	180	2390	300
NGO-5	5	350	极高	60	3180	300
GTO-16	16	200	极高	200	500	700

用万用表 $R \times 1k$ 挡或 $R \times 10k$ 挡, 将表笔在磁心相距 1cm 的 A、B 两点进行测试可简单鉴别磁心:

- ① 两点电阻 R_{AB} 在几百欧以下, 为中频铁氧体磁心。
- ② R_{AB} 为几千欧 ~ 几百千欧之间为高频磁心。
- ③ 表针不动, $R_{AB} \rightarrow \infty$, 为甚高频磁心。

另外, 可根据磁心的颜色粗略辨别: 锰锌铁氧体呈棕红色, 镍锌铁氧体呈黑色。

测试时需将磁心表面的绝缘面去掉。

2. 磁心的外形尺寸及磁滞回线

开关电源的工作频率一般为几十千赫兹至几百千赫兹, 可选用 MXO-2000 型材料, 其 $B-H$ 曲线如图 18.15 所示, 由它构成的 E 形磁心的外形如图 18.16 所示。这种磁心具有漏感小, 磁耦合性能好, 绕制方便等特点。

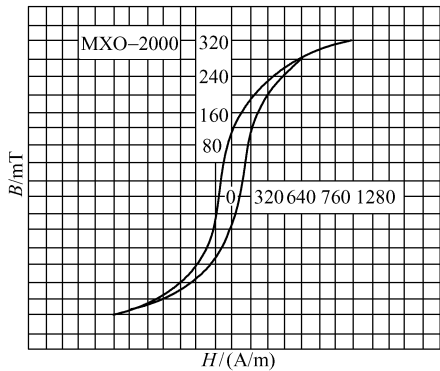


图 18.15 MXO-2000 材料的 $B-H$ 曲线

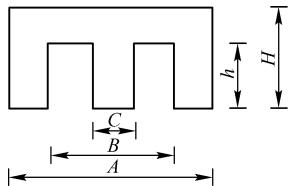


图 18.16 E 形磁心的外形

部分国产 E 形磁心的尺寸规格见表 18.7。

表 18.7 部分国产 E 形磁心的尺寸规格

产品型号 ^①	外形尺寸/mm						磁心截面积 S_J/cm^2
	A	B	C	h	H	D	
E-16	16	12	4	6	8	4.5	0.18
E-19	19	14	4	6	7	5	0.20
E-25	25	19	7	13	17	6	0.42
E-28	28	19	7.5	8	17	10.5	0.78
E-30	30	20	11	17	21	10.5	1.15
E-35	35	25	10	18	20	10	1.00
E-40	40	28	12	21	27	11.5	1.38
E-50	50	34	15	24.5	33	15	2.25
E-60	60	44	16	36	28	16	2.56

① 除表中所列型号之外，还有 E-12、E-20 等多种型号。

EI 形铁氧体磁心的外形如图 18.17 所示，各部分对应的尺寸规格见表 18.8。

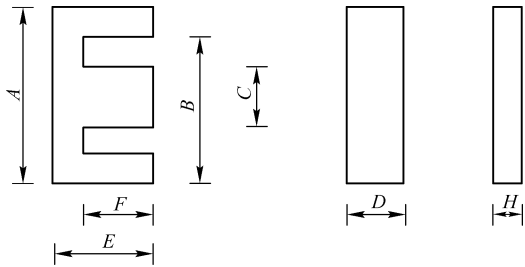


图 18.17 EI 形铁氧体磁心的外形

表 18.8 EI 形磁心的尺寸规格

部分产品型号	外形尺寸/mm ^①						
	A	B	C	D	E	F	H
EI30	30	19	11	11	21	16	5.5
EI40	40	27	12	12	27	21	7.5
EI50	50	34	15	15	33	24.5	9
EI60	60	44	16	16	36	28	8.5

① B 为最小尺寸, E 为参考尺寸。

E 形和 EI 形磁心是制作高频变压器经常使用的软磁磁心。

3. 单片开关电源高频变压器磁心的设计与选择

(1) 由公式计算选择

高频变压器的最大承受功率 P_M 与磁心截面积 S_j 的关系, 可用下面经验公式表示:

$$S_j = 0.15 \sqrt{P_M}$$

式中, P_M 的单位为 W; S_j 的单位为 cm^2 。

例如, 某开关电源额定输出功率 $P_o = 50\text{W}$, 电源的效率 $n = 70\%$, 则高频变压器的额定输入功率 $P_i = 50\text{W}/70\% = 71\text{W}$, 实取 $P_M = 75\text{W}$ 。代入上式可得 $S_j = 0.15 \sqrt{75} \text{cm}^2 = 1.30\text{cm}^2$ 。查表 18.8, 可选 E-40 型 E 形磁心。

(2) 由开关电源的输出功率来选择磁心

由表 18.9 开关电源输出功率与磁心型号对照表也可以迅速查出所需要的磁心型号。

表 18.9 开关电源输出功率与磁心型号对照表

输出功率 范围 P_o/W	铁氧体磁心的型号		输出功率 范围 P_o/W	铁氧体磁心的型号	
	用常规漆包线绕制	用三重绝缘线绕制		用常规漆包线绕制	用三重绝缘线绕制
0 ~ 10	EE20 EF20 EEL16 或 EEL19 EPC25 EPD25	EE16 或 EE19 EI16 或 EI19 EFD15 EF16 EPC17	30 ~ 50	EE30 或 EE35 EER28、EER28L 或 EER35 EI30 ETD29	EI28 或 EI30 EF30 EER28 ETD29
10 ~ 20	EE22 EE25 EEL19 EPC25 EPD25	EE19 或 EE20 EI19 或 EI22 EPC19 EF20 EFD20	50 ~ 70	EE40 ETD34 或 ETD39 EER35	EE35 EI35 EER35 ETD34
20 ~ 30	EE28 或 EE30 EI30 EF30 EFD30 EPC30 EER28 ETD29	E24 或 E25 EI25 或 EI28 EF25 EFD25 EPC25	70 ~ 100	EE40 或 EE45 ETD39 EER40 E21	EE40 EI40 ETD34 EER35 E21

注: 1. 表中给出的是输入功率的范围, 在些范围内, P_o 大磁心尺寸也要相应增加。

2. 在同样情况下, 采用三重绝缘线可选择尺寸较小的磁心, 以减小高频变压器的体积。

例如，前面例子中， $P_o=50\text{W}$ ，查表 18.9 可选择 EE40 型磁心，其磁心截面积与 E40 相同。

第二节 TOPSwitch – II 系列单片开关电源的设计

TOPSwitch – II 是美国 PI 公司 1997 年开发的第二代单片开关电源集成电路，其性能优良，电源效率较高，成本较低，极大地简化了 150W 以下功率开关电源的设计，广泛应用于各种形式的开关电源中。

一、产品简介

1. TOPSwitch – II 产品分类及其输出功率 P_{om}

TOPSwitch – II 的产品分类及其最大输出功率 P_{om} 见表 18. 10。

表 18. 10 TOPSwitch – II 的产品分类及其最大输出功率（单位：W）

TO – 220 封装（Y）			DIP – 8 封装（P）/SMD 封装（G）		
产品型号	固定交流输入 111V/115V/230V ± 15%	宽范围交流输入 85 ~ 265V	产品型号	固定交流输入 111V/115V/230V ± 15%	宽范围交流输入 85 ~ 265V
TOP221Y	12	7	TOP221P/221G	9	6
TOP222Y	25	15	TOP222P/222G	15	10
TOP223Y	50	30	TOP223P/223G	25	15
TOP224Y	75	45	TOP224P/224G	30	20
TOP225Y	100	60			
TOP226Y	125	75			
TOP227Y	150	90			

2. TOPSwitch – II 的引脚功能

TOPSwitch – II 有以下三种封装。

（1）TO – 220 封装

外形同 7800 系列三端线性稳压器，是典型的三端器件，其散热片与源极 S 相连，外形引脚如图 18. 18（a）所示。

（2）DIP – 8 和 SMD 封装

DIP – 8 和 SMD – 8 封装的外形引脚如图 18. 18（b）所示，前者为 8 脚双列直插式，后者为表面贴片。

TOPSwitch – II 的三个引脚分别为控制极 G、源极 S 和漏极 D。

控制极 G 有四个作用：①利用控制极电流的大小来调节占空比。②为芯片提供正常工作所需的偏流。③通过外接旁路电容来决定自动重新启动的频率。④对控制回路进行补偿。控制电压的典型值为 5. 7V，极限电压 $U_{CM}=9\text{V}$ ，控制端最大允许电流 $I_{CM}=100\text{mA}$ 。

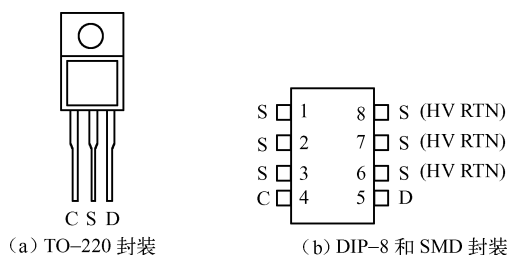


图 18.18 TOPSwitch - II 的引脚排列

漏极 D 与芯片内的功率开关的漏极相连，漏源击穿电压 $U_{(BR)DS} \geq 700V$ 。源极 S 与芯片内部功率开关管的源极相连，对 TO-220 封装而言，还与散热片相连；对 DIP-8 和 SMD 封装而言，有 6 个 S 端，它们在内部是相连的。左右两边的 3 个 S 端称为高压返回端，即功率地。制作印制板时应将它们焊接到地线区域的不同位置上，这样，可避免大电流通过功率地线所形成的压降对控制端产生干扰。

二、TOPSwitch - II 系列开关电源芯片的设计方法

在设计开关电源电路时，首先遇到的问题是选择合适的开关电源芯片，芯片容量小了易造成设备的损坏，大了造成资源的浪费。目前开关电源的种类繁多，即使采用同一种封装的不同型号，其输出功率也各不相同。

开关电源芯片的输出功率 P_o 、电源的效率 η 和芯片的损耗功率 P_D 是相互关联的，它们之间的关系可用于确定所需要的合适芯片。

1. TOPSwitch - II 的 P_D 与 η 、 P_o 关系曲线

TOPSwitch - II 分为宽范围交流输入电压（85 ~ 265V，也称为通用输入）和固定交流输入（230V \pm 15%，又称为单电压输入）。

(1) 宽范围交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线

TOP221 ~ TOP227 系列单片开关电源在宽范围交流输入（85 ~ 265V）的条件下又分为 $U_o = 5V$ 和 $U_o = 12V$ 两种情况

① $U_o = 5V$ 时的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.19 所示。这时的交流输入电压的最小值 $u_{\min} = 85V$ ，最大值 $u_{\max} = 265V$ 。图中的 7 条实线分别对应于 TOP221 ~ TOP227 的电源效率，而 15 条虚线均为芯片功率损耗的等值线（以下各曲线亦然）。

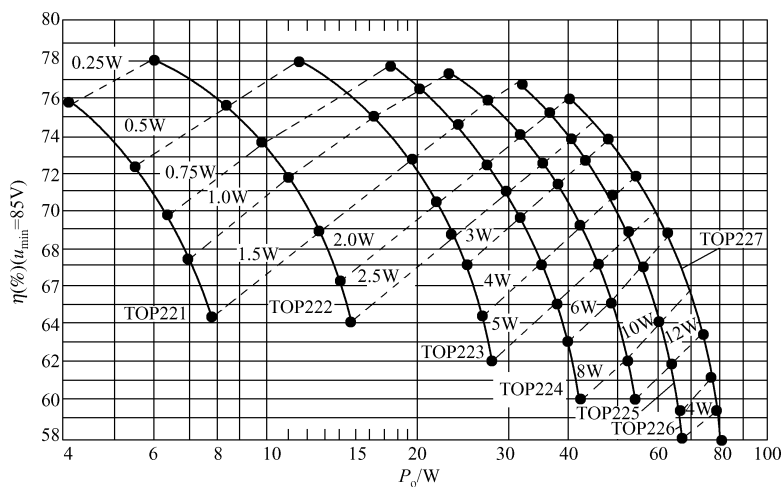
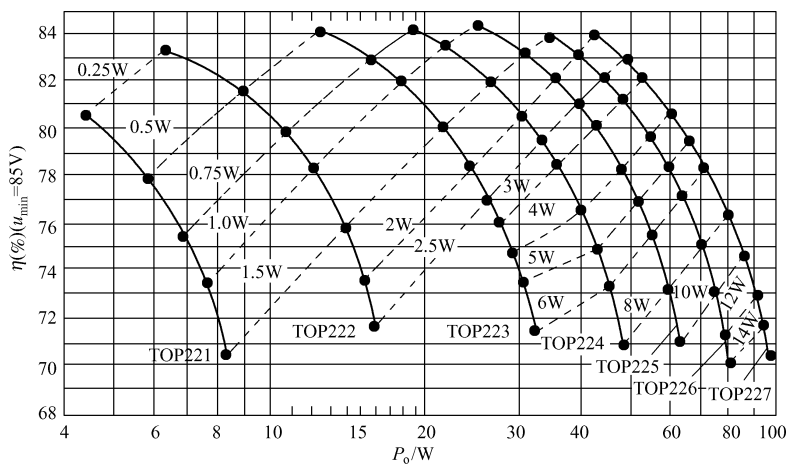
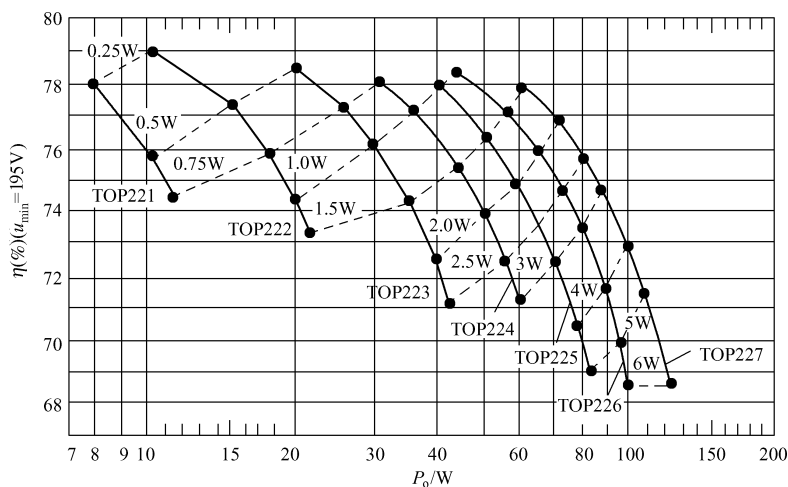
② $U_o = 12V$ 时 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.20 所示。

(2) 固定交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线

TOP221 ~ TOP227 系列在固定交流输入（230V \pm 15%）条件下也分为 $U_o = 5V$ 和 $U_o = 12V$ 两种情况。

① $U_o = 5V$ 时 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.21 所示。曲线是在 $U_{\min} = 195V$ ， $U_{\max} = 265V$ 的条件下作出的，这些曲线对于交流 208V、220V 和 240V 也同样适用。

② $U_o = 12V$ 时 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.22 所示。曲线说明同图 18.21。

图 18.19 宽范围交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 5V$)图 18.20 宽范围交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 12V$)图 18.21 固定交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 5V$)

2. TOPSwitch – II 系列芯片的正确选择方法

利用图 18.19 ~ 18.22 所示曲线可以迅速、正确地选择出所需要的开关电源芯片。

(1) 设计步骤

① 首先确定使用哪一幅曲线。例如，当 $U = 85 \sim 265\text{V}$ ， $U_o = 5\text{V}$ 时，应选择图 18.19；而当 $u = 220\text{V}$ ，即 $230 \times (1 - 15\%)\text{V}$ 、 $U_o = 12\text{V}$ 时，应选择图 18.22。

② 在图中找出欲设计的输出功率点 P_o 。

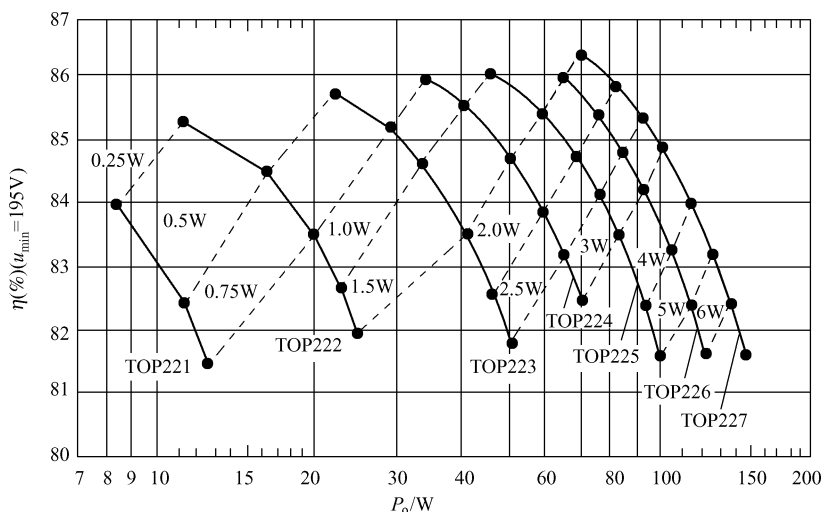


图 18.22 固定交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_i = 12\text{V}$)

③ 从输出功率点作垂线，直至选中合适的芯片所指的那条实线。

④ 再从等值线（虚线）上读取芯片的功耗 P_D ，进而求出芯片结温 T_j ，以确定散热的大小。

⑤ 最后转入电路设计阶段（如高频变压器外围元器件参数等）。

(2) 设计举例

① 设计输出 $U_o = 5\text{V}$ 、 $P_o = 30\text{W}$ 的通用开关电源，交流输入电压为 $85 \sim 265\text{V}$ ，试选择单片开关电源芯片。

$U_o = 5\text{V}$ ，故需查图 18.19 所示曲线。 $P_o = 30\text{W}$ 的垂直线与 TOP224、TOP225 两实线相交，与 TOP224 相交点对应的电源效率 $\eta = 71.2\%$ ，从经过该点的等值线上查得 $P_D \approx 2.5\text{W}$ 。

$P_o = 30\text{W}$ 的垂线与 TOP225 相交点对应的电源效率 $\eta \approx 75\%$ ，芯片的功耗在等值线 1.5W 与 2.0W 之间，估值 $P_D \approx 1.7\text{W}$ 比前者功耗降低了 0.8W ，故应选择 TOP225。

② 设计固定交流输入 $230\text{V} \pm 15\%$ 、输出 $U_o = 12\text{V}$ 、 $P_D = 30\text{W}$ 的开关电源，试选择开关电源芯片。

查图 18.22，通过 $P_o = 30\text{W}$ 的垂直线仅与 TOP223 曲线相交， $\eta = 85.2\%$ ， $P_D = 0.8\text{W}$ ，故 TOP223 为最佳选择。

③ 计算 TOPSwitch – II 的结温

芯片的结温为

$$T_j = P_D R_{QA} + T_A$$

式中, R_{QA} 为结到器件表面的热阻; T_A 为环境温度。

例如, 设计举例①中, TOP225 的 $P_D = 1.7\text{W}$, $R_{QA} = 20^\circ\text{C}/\text{W}$, $T_A = 40^\circ\text{C}$, 芯片结温为 $T_j = 1.7\text{W} \times 20^\circ\text{C}/\text{W} + 40^\circ\text{C} = 74^\circ\text{C}$ 。设计时, 必须保证在最高环境温度 $T_{A\max}$ 下, 芯片结温低于 100°C 才能使开关电源长期正常工作。

3. 用输出功率比修正等效输出功率等参数

(1) 修正方法

上述设计中, P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线均对交流输入电压最小值进行了限制, 图 18. 19 和图 18. 20 中规定 $u_{\min} = 85\text{V}$, 而图 18. 21 和图 18. 22 规定 $u_{\min} = 195\text{V}$ (即 $230\text{V} \pm 15\%$)。若交流电压的最小值不符合上述规定, 会直接影响芯片的正确选择。此时, 需将实际的交流输入电压最小值 u_{\min} 所对应的输出功率 P'_o 折算为 u_{\min} 为规定值时的等效功率 P'_o 才能正确使用图 18. 19 ~ 图 18. 22。

折算因子 $K = P'_o/P_o$ 称为输出功率比。 K 与 u'_{\min} 的关系如图 18. 23 所示。

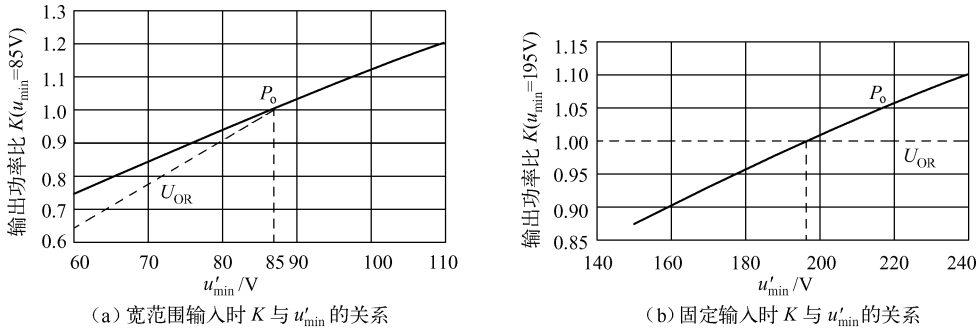


图 18. 23 K 与 u'_{\min} 的关系

设计一个输出电压 $U_o = 12\text{V}$ 、功率 $P'_o = 35\text{W}$ 的通用开关电源, 试选择开关电源芯片。

已知 $u_{\min} = 85\text{V}$, 假定 $u'_{\min} = 104\text{V}$, 从图 18. 23 (a) 中查出 $K = 1.15$ 。 $P_o = P'_o/K = 35\text{W}/1.15 = 30.4\text{W}$ 。

再根据 $P_o = 30.4\text{W}$, 由图 18. 20 查出芯片的最佳选择应是 TOP224, 此时 $\eta = 81.6\%$, $P_D = 2\text{W}$ 。

若选 TOP223, 则 η 下降至 73.5% , P_D 增至 5W ; 若选 TOP225, $\eta = 83.3\%$, $P_D = 1.5\text{W}$, 虽然也可以选用, 但 TOP225 比 TOP224 的价格要高。

(2) 相关参数的修正及选择

① 修正一次绕组电感量。使用 TOPSwitch - II 系列设计开关电源时, 高频变压器及其相关元器件参数的典型值见表 18. 11。

表 18. 11 高频变压器及其相当之件参数的典型值

参 数	TOP221	TOP222	TOP223	TOP224	TOP225	TOP226	TOP227
高频变压器一次绕组电感 $L_P/\mu\text{H}$	8650	4400	2200	1475	1100	880	740
高频变压器一次绕组电感 $L_{P0}/\mu\text{H}$	175	90	45	30	22	18	15
二次绕组开路时高频变压器的谐振频率 f_0/kHz	400	450	500	550	600	650	700

(续表)

参 数	TOP221	TOP222	TOP223	TOP224	TOP225	TOP226	TOP227
一次绕组线圈电阻 $R_p/\text{m}\Omega$	5000	1800	650	350	250	175	140
二次绕组线圈电阻 $R_s/\text{m}\Omega$	20	12	7	5	4	3.5	3
输出滤波电感的直流电阻 $R_L/\text{m}\Omega$	40	32	25	20	16	13	10
共模扼流圈的直流电阻 $R_{L2}/\text{m}\Omega$	400	370	333	300	267	233	200

当 $u'_{\min} < u_{\min}$ 时, 由于电源效率和功率损耗均发生变化, 因此需对一次绕组电感量 L_p 进行修正, 即 $L'_p = KI_p$ 。

例如, 选用 TOP223, 查表 18.11, $L_p = 2200\mu\text{H}$, 当 $K = 1.15$ 时, $L_p = 1.15 \times 2200\mu\text{H} = 2530\mu\text{H}$ 。

② 对其他参数的影响。当 u_{\min} 的规定值发生变化时, 电路中的光耦合器的光敏管发射极电流 I_E 、LED 的工作电流 I_F 也随之变化, 此时也应按表 18.12 对 I_E 、 I_F 进行调整。如 $K = 1.15$, 则 $I'_F = 1.15I_F$, $I'_E = 1.15I_E$ 。

表 18.12 光耦合器参数随 u_{\min} 的变化

最低交流输入电压 u_{\min}/V	85V (电源电压为 110V 时)	195V (电源电压为 220V 时)
发光二极管的工作电流 I_F/mA	3.5	5.0
光敏晶体管的发射极电流 I_E/mA	3.5	5.0

③ 输入滤波电容的选择。

A. 输入滤波电容 C_{IN} 的容量与电源效率、输出功率密切相关。

对于宽范围输入的开关电源, 按输出功率 P_o 的比例系数 $3\mu\text{F}/\text{W}$ 来选取。例如, 若 $P_o = 60\text{W}$, 则 $C_{\text{IN}} = 3\mu\text{F}/\text{W} \times 60\text{W} = 180\mu\text{F}$ 。

B. 对于固定输入的开关电源, 按输出功率 P_o 的比例系数 $1\mu\text{F}/\text{W}$ 来选取。例如, $P_o = 60\text{W}$, 则 $C_{\text{IN}} = 1\mu\text{F} \times 60\text{W} = 60\mu\text{F}$ 。

注意: C_{IN} 的容量误差要尽量小, 以免降低开关电源的性能。另外, C_{IN} 本身的容量不能选得太小。

三、高频变压器的设计

高频变压器是开关电源的重要器件, 它不同于一般的电源变压器。高频变压器的设计, 要设计选择磁心 (见本章第一节相关内容), 绕组的绕制也是重要的一步。关于高频变压器的设计, 请参见本节后文中 “2.12V、20W 开关电源模块的设计”。

四、开关电源电路设计举例

1. 12V、20W 通用开关电源

由 TOPSwitch - II 系列 TOP224Y 组成的通用开关电源电路如图 18.24 所示。该开关电源的交流输入电压为 $85 \sim 265\text{V}$, 输出为 $12\text{V}/2.5\text{A}$, 电源效率 $\eta = 81\%$, 芯片的功耗 $P_D = 1.25\text{mW}$, 开关电源具有过电流、过热保护。

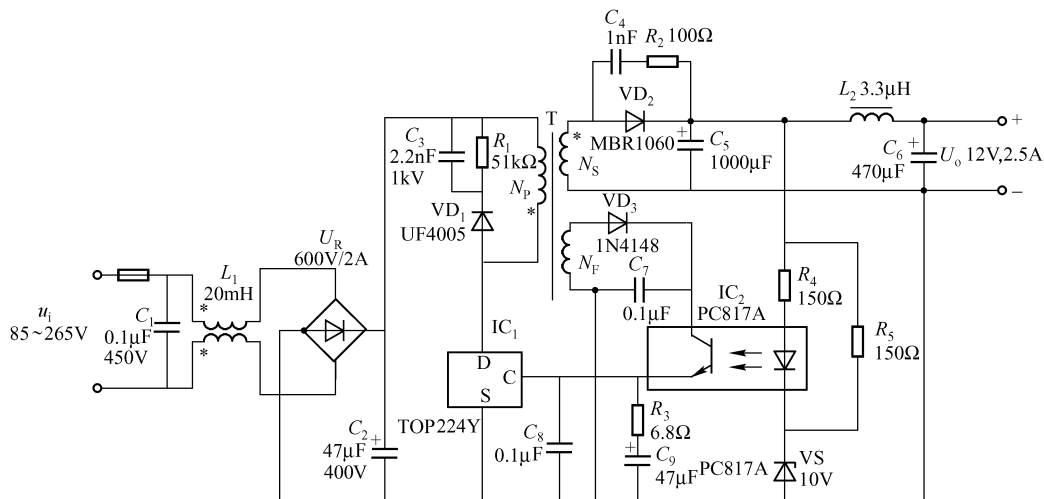


图 18.24 12V、20W 通用开关电源电路

(1) 电源噪声滤波器

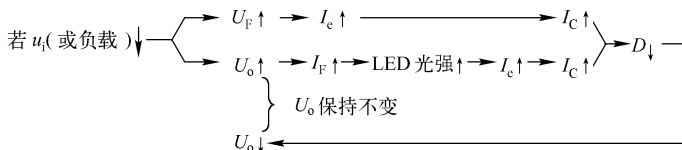
电源噪声滤波器由 C_1 和 L_1 组成，可抑制高频噪声。

L_1 的设计方法是，在铁氧体磁环上绕上、下两个线圈，其匝数相等，各线圈的电感量均为 20mH，制作时注意线圈同名端的放置。

当市电为正半周时，电流从 L_1 的上线圈流入，从下线圈流出，两线圈的磁通大小相等、方向相反，互相抵消，感抗为零。当外界或本机的高频干扰信号欲通过 L_1 时，因干扰电流在上下线圈的流向一致，产生的磁通方向相同，互相叠加， L_1 对高频干扰呈高感抗。 C_1 用于旁路高频脉冲干扰。

(2) 脉宽调制电路

脉宽调制电路由 TOP224Y (IC_1)、高频变压器 T 和光耦合器 IC_2 等组成，其功能是变压和稳压，稳压过程如下：



其中， u_i 为流输入电压； U_F 为反馈绕组 N_F 的电压； U_o 为直流输出电压； I_F 为光耦内 LED 的工作电流； I_e 为光耦接收管的发射极电流； I_c 为开关电源芯片控制极电流； D 为高频脉冲的占空比， D 增大则 U_o 升高，反之亦然。由上述反馈过程可见，由于交流输入电压的上升或负载下降，都能使输出 U_o 保持不变；反之，交流输入下降或负载加重，也能使 U_o 不变。

(3) 高频整流滤波电路

高频整流滤波电路由绕组 N_S 、 VD_2 、 $R_2 - C_4$ 和 π 形 LC 滤波器 (C_5 、 L_1 、 C_6) 等组成。 N_S 上的 100kHz 高频脉冲电压经整流滤波器变成 12V 直流电压。 $R_2 - C_4$ 为 RC 吸收网络，它能消除高频自激振荡，减小射频干扰； π 形 LC 滤波器滤除高频脉冲成分，输出纯净的直流电压。

高频整流管 VD_2 选用肖特基二极管 MBR1060。

(4) 钳位电路

钳位电路由钳位二极管 VD_1 和 $R_1 - C_3$ 吸收网络组成, 用于钳位并吸收高频变压器关断时漏感产生的尖峰电压, 对 IC_1 进行保护。 C_8 、 C_9 为控制电压滤波电容, $R_3 - C_9$ 为控制环节的补偿电路, 决定电路自动重新启动时间。

2. 12V、20W 开关电源模块的设计

从输入、输出、反馈关系看, 12V、20W 开关电源模块电路由输入整流电路、高频振荡电路、输出电路和反馈稳压电路等组成, 如图 18.25 (a) 所示。

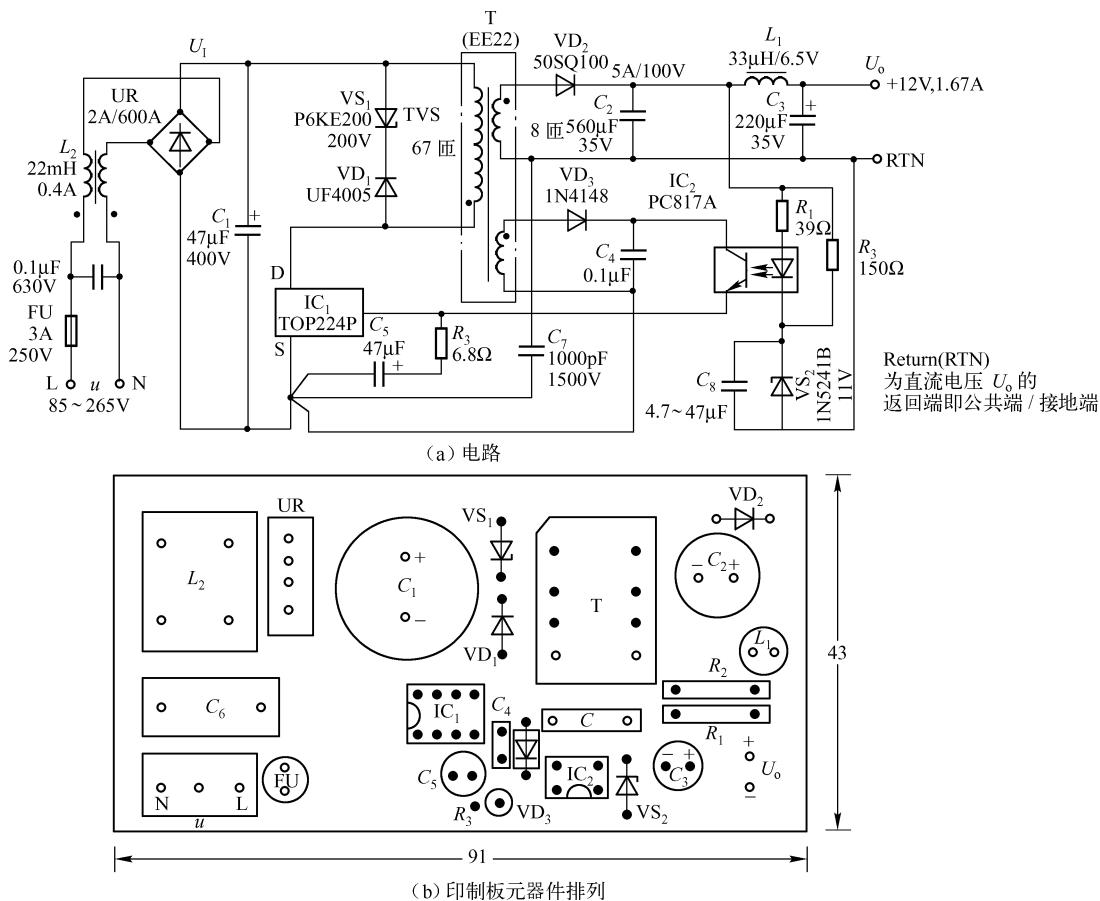


图 18.25 12V、20W 开关电源模块电路

(1) 输入整流电路

输入整流电路由 L_2 、 C_6 、整流桥 UR、 C_1 和钳位电路等组成。

C_6 和 L_2 组成电源噪声滤波器, 可抑制高频噪声; UR 为高压整流桥, 也可以选用 2A/600V 的二极管, 如 1N4007 组成。 C_1 为滤波电容。 $VS_1 - VD_1$ 组成钳位电路, 它将漏电感产生的尖峰电压钳位至安全值, VS_1 选用反向击穿电压为 200V 的瞬态电压抑制器 P6KE200, VD_1 选用 1A/600V 的快恢复二极管 UF4005。输入电路产生 $\sqrt{2} \times 220V = 311V$ 的直流高压作为高频振荡和脉宽调制电路的电源。

(2) 高频振荡电路

高频振荡电路由高频变压器 T 的一次绕组 N_p 和开关芯片的 D、S 组成, 开关电源内部含有 100kHz 振荡器和 PWM (脉宽调制), 在 IC₁ 的控制下, 通过 N_p 的电流为高频脉冲电流耦合至高频变压器的二次绕组 N_s 、 N_F 。

(3) 输出电路

输出电路由 T 和输出绕组 N_s 、高频整流管 VD₂ 和 π -LC 滤波器等组成, 由 T 的一次绕组 N_p 耦合到 N_s 的 100kHz 高频振荡电流, 经 VD₂ 整流, L_1 - C_2 、 C_3 π 形滤波器滤波, 最后得到直流输出电压 U_o (12V/1.67A)。

(4) 脉宽调制 - 稳压电路

脉宽调制 - 稳压电路由反馈绕组 N_F 、光耦合器 IC₂ 和稳压管 VS₂ 等组成。反馈绕组 N_F 接有高频开关整流二极管 VD₃。100kHz 高频电流经 VD₃ 整流 C_4 滤波后, 供给 TOP224 所需偏压。由 R_2 -VS₂、 R_1 -IC₂ 来调节 TOP224P 的控制电流 I_c , I_c 的变化使占空比 D 变化, 最后使输出电压得到稳定。 R_2 -VS₂ 还为 12V 输出提供了一个假负载, 用以提高轻载时的负载调整率。 C_7 为保护电容, 用于滤除由一次、二次绕组耦合电容引起的干扰。 R_3 - C_5 不仅滤除控制端 C 上的尖峰电流, 还决定了自启动频率, 并和 R_1 、 R_3 一起对控制回路进行补偿。

C_8 为软启动电容, 并联于 VS₂, 当 C_8 分别取 4.7 μ F、10 μ F、22 μ F、47 μ F 时, 软启动时间依次为 2.5ms、2.5ms、4ms、8ms。 C_8 也可不接, 但就没有软启动时间。

高频变压器的设计方法是, 功率 $P_o = 20$ W, 查表 18.9, 可选择 EE22 或 EE20 型磁心 (也可选用 20W 对应的其他磁心)。高频变压器的结构如图 18.26 所示, N_p 、 N_s 、 N_F 分别为一次绕组、二次输出绕组和反馈绕组。

高频变压器的制作方法如下:

① 一次绕组 N_p 的绕制。在变压器骨架上缠一层聚酯绝缘胶带, 用 $\phi 0.25$ mm 漆包线, 始端为 2, 缠 40 匝为一层, 再缠一层绝缘胶带, 之后再缠 27 匝作为第二层, 末端为 1。再绕一层绝缘胶带作为一次绕组 N_p 与反馈绕组 N_F 之间的绝缘层。始、末端均用绝缘管套上。

② 反馈绕组 N_F 的绕制。用 $\phi 0.25$ mm 双股漆包线在骨架上并绕 8 匝, 要求均匀绕制, 布满骨架, 增强耦合, 减小漏感。始端为 4, 末端为 3。之后, 在反馈绕组外缠二层绝缘胶带, 作为反馈绕组 N_F 与输出绕组 N_s 之间的绝缘, 始、末端用绝缘管套上。

③ 输出绕组 N_s 的绕制。用 $\phi 0.55$ mm 漆包线双股并绕 8 匝, 也应均匀绕制布满骨架, 始端为 6, 末端为 5。始、末端均套绝缘管, 最后再绕三层绝缘胶带。

④ 装配与浸漆。三个线圈的窗口插入两个 E 形磁心 (EE20), 再浸入清漆, 放入烘箱烘干。

⑤ 变压器测试。

A. 耐压测试。1-6 端、4-5 端均加 50Hz、3000V 高压, 持续时间 1min, 不发生击穿为合格。应特别注意人身安全!

B. 测试一次绕组 N_p 的电感量 L_p 。将输出绕组和反馈绕组开路, 用数字电感表测量 1-2 端的电感 L_p , 应为 650 μ H $\pm 10\%$ 。

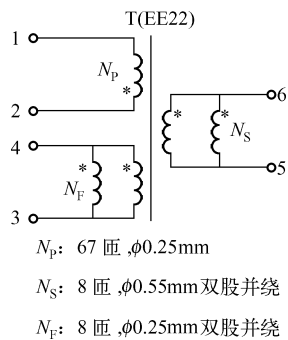


图 18.26 高频变压器结构电路

C. 测量一次绕组 N_p 的漏感量 L_p 。将二次绕组均短接, 用数字电感表测量 1-2 端之间的漏感量 L_{p0} 应不大于 $35\mu\text{H}$ 。

开关电源模块的印制板各元器件的排列、布置见图 18.25 (b), 供参考。

3. 15V/2A 精密恒压/恒流开关电源

15V/2A 精密恒压/恒流开关电源由 TOP214Y 型单片机开关电源 (IC_1)、PC816A 型线性光耦合器 (IC_2)、TL431 型可调式精密并联稳压电源 (IC_3)、LM358 型低功耗双运放 (IC_4) 等四个芯片组成, 电路如图 18.27 (a) 所示。电源的输出功率为 30W。

(1) 电路的特点

① 由 IC_{4b} 、 IC_2 、 VD_5 和取样电阻 R_3 、 R_4 组成电压控制环节; 由 IC_{4a} 、 VD_6 和检测电阻 R_6 组成电流控制环节。

② 电压控制环节与电流控制环节按照“或逻辑”工作, 在任何时刻, 输出高电平的环节起控制作用。

③ 由变压器绕组 N_{SB} 、 VD_4 组成的整流电路为 IC_{4a} 电流环节、 IC_{4b} 电压环节提供偏压, U_{SB} 能自由跟随直流高压 U_i 的变化, 使输出电压 U_o 大幅度降低时仍具有恒流特性, 仅当 $U_o \leq 0.8\text{V}$ 时才进入自动重新启动状态。

④ 运放 IC_{4a} 构成的电流源控制环节能将电流检测电阻 R_6 的阻值减至 0.1Ω , 功耗降至 0.4W , 节省电能, 提高电源效率。

⑤ 反馈电压 U_{FB} 的最大值可达 46V , 与反馈绕组 N_F 相连的光耦合器选用 PC816A, 其 $U_{(BR)CEO} = 70\text{V} > 46\text{V}$, 完全满足要求。

(2) 恒压与恒流的自动转换

正常情况下, 电压控制环节起作用, 开关电源工作于恒压区。当输出电流 I_o 接近于 2A 时, 电源便进恒流区, 此时电流控制环节起作用。 IC_{4a} 同相端的电流检测信号为 U_{R6} , 反相端的输入为 U_{FY} (由 R_5 、 R_8 和 TL431 分压形成), 运放将 U_{R6} 和 U_{FY} 进比较, 输出误差信号 U_{i2} , 再经过 VD_6 、 R_1 变换成电流信号, 流入光耦合器, 进而通过 TOP214Y 的电流 I_c 来控制芯片的占空比, 使电源输出电流 I_o 在恒流区保持稳定。

VD_5 和 VD_6 相当于一个或门, 若电流控制环节输出为 1, 电压控制环节则输出为 0, 因此电源工作在恒流输出状态; 反之, 工作于恒压输出状态。

精密恒压/恒流源的输出特性如图 18.27 (b) 所示, 图中的实线和虚线分别对应于 $u = u_{\min} = 85\text{V}$ 和 $u = u_{\min} = 65\text{V}$ 。

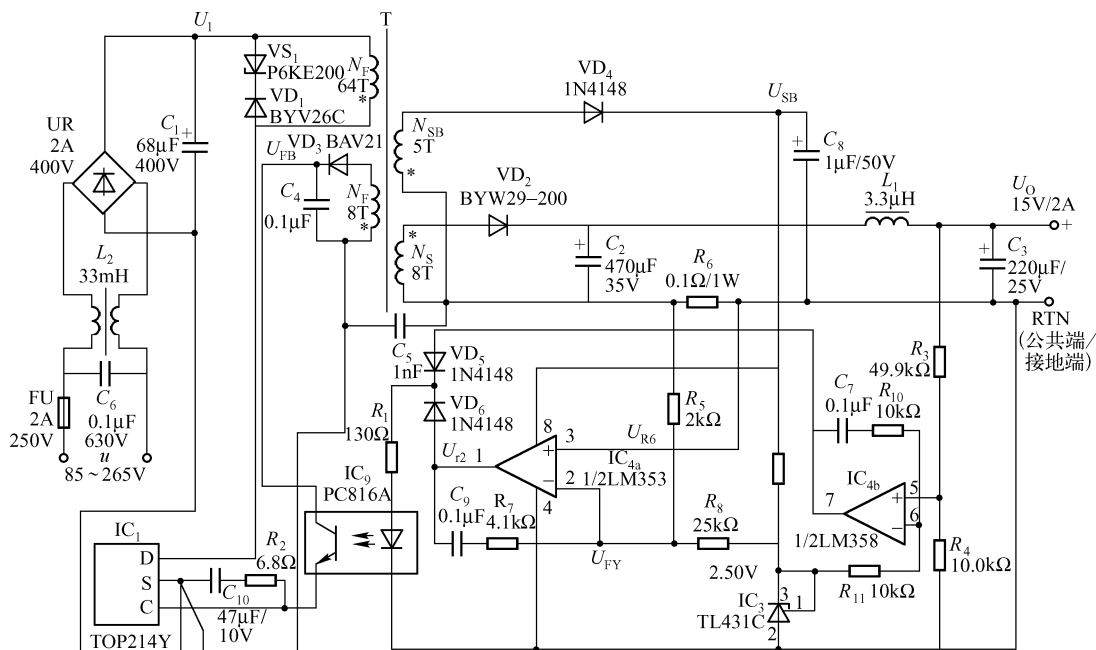
4. 恒功率型开关电源电路的设计

所谓恒功率型开关电源, 就是当输出电压 U_o 下降时, 利用恒率控制电路迫使输出电流 I_o 增大, 使乘积 $U_o I_o$ 不变, 即输出功率保持恒定。

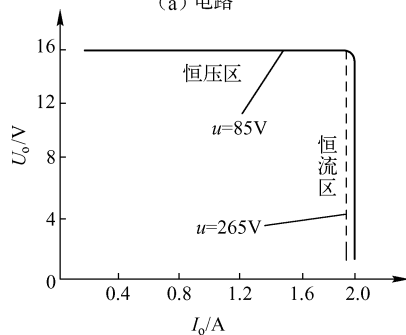
恒功率型开关电源可作为快速、高效、安全的电池充电器, 对便捷式计算机等的电池进行充电。

(1) 恒功率型开关电源电路

恒功率型开关电源电路除了具有通用型开关电源的电路环节以外, 还具有恒功率控制电路, 其形式如图 18.28 (a) 所示。该电路功率为 15W , 输出电压 15V , 当输出电压 U_o 下降至 7.5V 时, 恒功控制准确度可达 $\pm 10\%$ 。



(a) 电路



(b) 输出特性

图 18.27 15V/2A 精密恒压/恒流开关电源电路及其输出特性

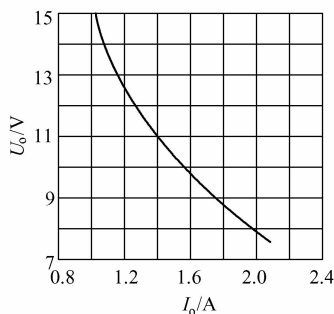
① 恒功率控制电路由 VT_1 、 VT_2 、 $VS_3 \sim VS_5$ 、 $R_1 \sim R_7$ 等组成。 VT_1 、 VT_2 应选参数一致的开关管，如 3DK（本例选 3DK4B）。 VT_1 工作于饱和区， R_1 为电流检测电阻， VT_2 用于监测 R_1 上的压降。

该电路还具有温度补偿作用。功率控制电路由以下五部分组成：

- 恒流源电路（ VS_4 、 R_4 、 R_3 ），它们给 VT_2 提供恒定的集电极电流 I_{c1} 。
- 具有温度补偿作用的偏压电压（ VT_1 、 R_2 ），它给 VT_2 提供偏压 U_{B2} ， $U_{BE1} = U_{BE2}$ 并且具有相同的温度系数。
- 电流检测电阻 R_1 。
- 电压补偿电路（ VS_1 、 R_6 、 R_4 ）可对 VT_2 的发射结电压 U_{BE2} 进行补偿。
- 电压调节电路（ IC_2 、 VS_2 、 R_5 ），利用带稳压管的光耦反馈电路使 U_o 在恒定区保持稳定。

恒功率控制电路的原理是：

② 恒功率型开关电源的输出特性如图 18.28 (b) 所示, 由图可见, 当 $U_o = 15\text{V}$ 时, $I_o = 1.02\text{A}$, $P_{o1} = 15 \times 1.02 = 15.3\text{W}$; $V_o = 7.5\text{V}$ 时, $I_o = 2.04\text{A}$, $P_{o2} = 7.5 \times 2.04 = 15.3\text{W}$ 。显然 $P_{o1} = P_{o2}$, 这就是恒功率输出的特点。



(b) 输出特性

图 18.28 15W 恒功率型开关电源电路及输出特性

第三节 TOPSwitch - FX 系列单片开关电源的设计

TOPSwitch - FX 系列是美国 PI 公司 2000 年研制的第三代单片开关电源芯片, 它是具有高性价比的五端 (仅对 TO - 220 - 7B 封装) 单片开关电源集成电路。它设计先进, 功能完善, 外围电路简单, 使用灵活。“FX” 为 flexible 的简写, 为灵活、适应性强之意。

一、产品简介

1. TOPSwitch - FX 产品分类及性能

(1) 分类

TOPSwitch - FX 系列产品包括 TOP232P/G/Y, TOP233P/G/Y 和 TOP234P/G/Y 三种类型。后缀 P、G、Y 分别表示 DIP - 8、SMD - 8 和 TO - 220 - 7B 封装。

(2) 性能特点

TOPSwitch - FX 系列有以下主要特点:

① 该系列除了具有 TOPSwitch - II 系列的全部优点外, 还增加了软启动、外部设定芯片的极限电流、过电压关断、欠电压保护、过热滞后关断、遥控、同步等性能。

② 将开关频率提高到 130kHz (TOPSwitch - II 为 100kHz), 这有助于减小高频变压器体积, 在待机模式下可选择半频 (65kHz) 工作模式, 有利于降低电源功耗。

③ TO - 220 - 7B 为五端器件, 除了 D、S、C 引脚外, 还增加了一个多功能端 M 和频率选择端 F, 使之应用更加灵活。

④ 只需改变 F 端和 M 的外部接线, 即可实现 14 种控制功能, 如全频 (130kHz) 工作模式、半频 (65kHz) 工作模式、三端工作模式、过电压保护、欠电压保护、外部设定极限电流值、控制开关电源通、断等主要功能。

⑤ 最大占空比提高到 78% (TOPSwitch - II 为 67%), 能减小输入滤波电容的容量, 提高了输出率。

⑥ 增加了外部可编程设定极限电流 I'_{LIMIT} 的功能, 只需改变功能端外接电阻的阻值, 即可重新设定 I'_{LIMIT} 值, 设定范围是 (40% ~ 100%) I_{LIMIT} 。

⑦ 在 U_I (直流输入电压) 和 M 之间接一只电阻, 即可实现过电压 (OV)、欠电压 (UV) 保护功能。当 U_I 超过了过电压值 U_{OV} 或低于欠电压值 U_{UV} 时, TOPSwitch - FX 自动将功率开关管 MOSFET 关断, 起到保护作用。

⑧ 降低传导噪声干扰。

⑨ 具有软启动功能, 不需外接软启动电容。启动时可防止高频变压器出现磁饱和现象, 减小启动或输出短路时对输出的冲击, 对开关电源及负载均起到保护作用。

⑩ 当开关电源的负载减轻时, 它采用跳过周期的方式来降低占空比, 使输出电压保持稳定, 即使空载时也不需要接假负载。

⑪ 当芯片温度超过 135℃ 时, TOPSwitch - FX 过热关断, 等芯片温度降低到 70℃ 时, 才自动重新启动, 具有热关断滞后特性。

2. TOPSwitch - FX 的引脚功能

TOPSwitch - FX 有三种封装形式: TO - 220 - 7B 封装、SMD - 8 封装 (贴片形式) 及 DIP 封装。

TO - 220 - 7B 封装及引脚排列如图 18.29 (a) 所示, 它有 5 个引出端, 它们分别是控制端 C、多功能端 M、源极 S、开关频率选择端 F 和漏极 D。

DIP 和 SMD 封装如图 18.29 (b) 所示, 其 S 极有 4 个引出端, 另有 M、D、C 引出端, 但无 F 端。

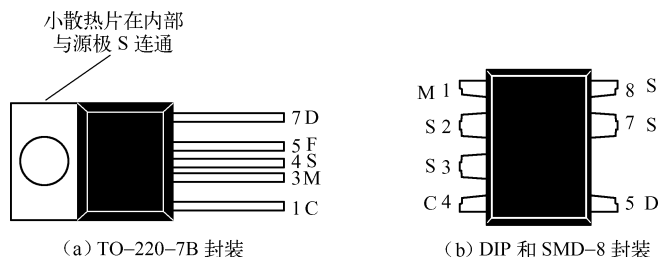


图 18.29 TOPSwitch - FX 的引脚排列图

多功能端 M 主要有六种功能：①过电压（OV）保护；②欠电压（UV）保护；③利用电压前馈来降低占空比 D_{\max} ；④由外部设定芯片的极限电流 I'_{LIMIT} ；⑤遥控（远程通/断）；⑥外同步。

使用时应注意：

- ① 将开关频率选择端 F 短接源极 S 时，开关频率为 130kHz。
- ② F 端接控制端 C 时，开关频率为 65kHz。
- ③ 若将 M、F 端均接 S 端时，TOPSwitch - FX 在三端模工下工作，与 TOPSwitch - II 相似。

二、TOPSwitch - FX 系列单片开关电源芯片的设计选择方法

1. 如何选择单片开关电源芯片

设计开关电源时首先要选择开关电源芯片。通常，开关电源的效率 η 和功耗 P_D 只有在制成产品时才能准确得到。利用 P_D 与 η 、 P_o （输出功率）的关系曲线，可快速、方便地确定 P_D 与 η ，选取相应的单片开关电源芯片。

TOPSwitch - FX 的交流输入方式有两种：一种是宽范围输入（85 ~ 265V），又称通用输入；另一种是固定输入（230V \pm 15%，也叫单电压输入。下面介绍用曲线选择芯片的方法。

（1）宽范围输入

在宽范围输入条件下，输出电压 U_o 又分为 $U_o = 5V$ 和 $U_o = 12V$ 两种情况。

① $U_o = 5V$ 时， P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.30 所示。此时的先决条件是开关频率 $f = 130\text{kHz}$ ， $u = 85 \sim 265V$ 。

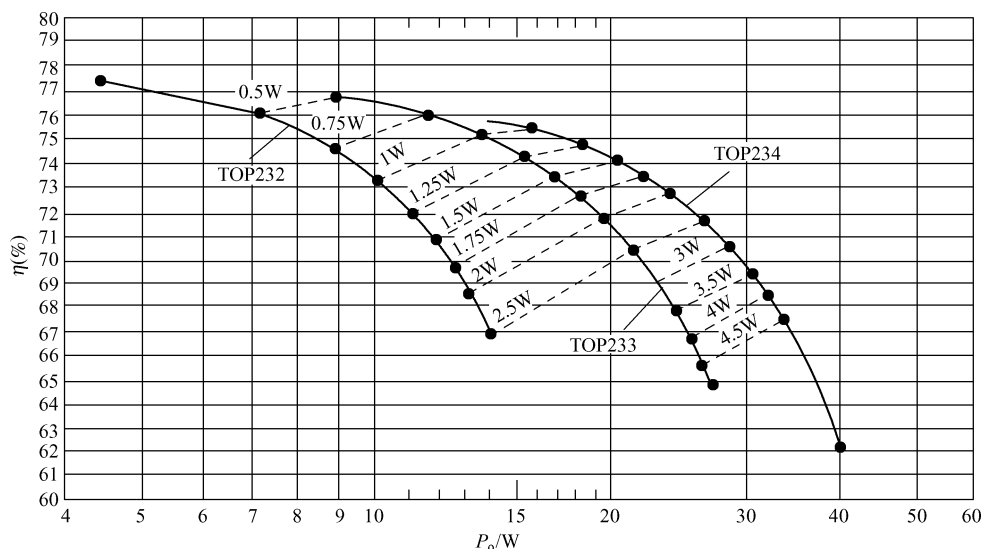
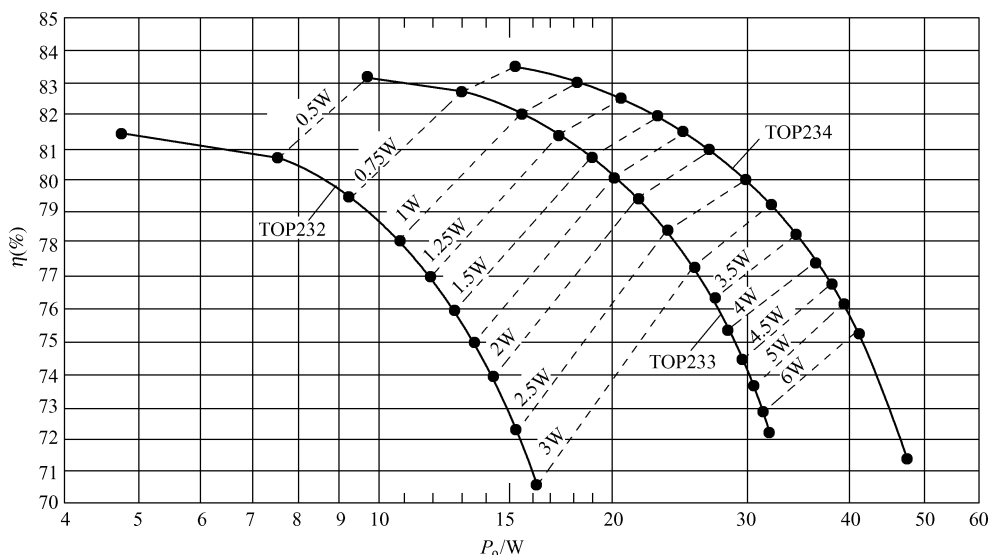
图中有 3 条实线，从左至右分别对应于 TOP232、TOP233 和 TOP234 的电源效率，虚线表示芯片功耗的等值线。

② $U_o = 12V$ 时， P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.31 所示，其选决条件与各曲线的含义同图 18.30。

以上两种情况，输入滤波电容 C_{IN} 两端的平均电压 $U_I = 105V$ （峰值为 120V，谷值为 90V）， C_{IN} 的容量按 $3\mu F/W$ 的比例系数选取，输出整流管采用肖特基二极管。TOPSwitch - FX 在额定输出时的最大结温 $T_{j\max} = 100^\circ C$ 。

（2）固定输入

固定输入条件下，又分为 $U_o = 5V$ 和 $U_o = 12V$ 两种情况。

图 18.30 宽范围交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 5V$)图 18.31 宽范围交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 12V$)

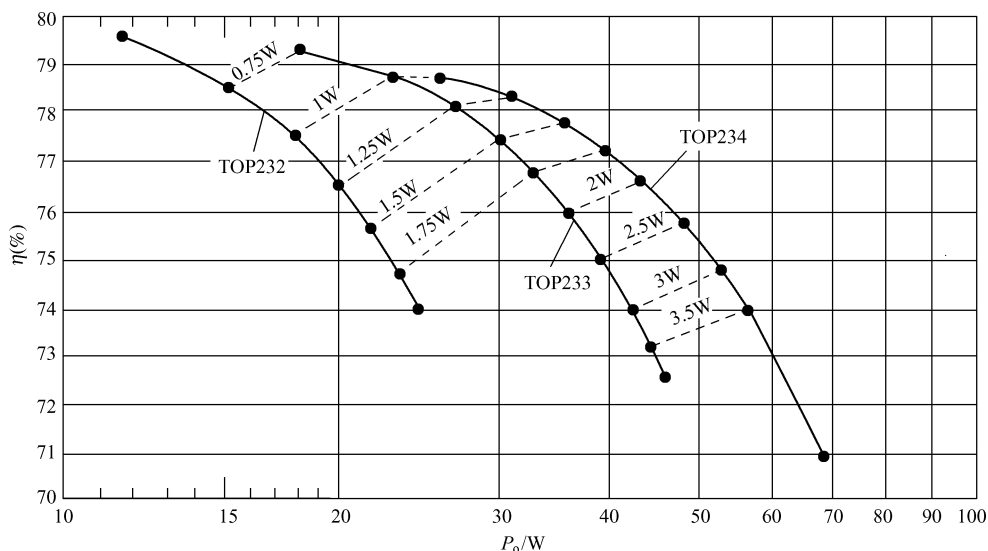
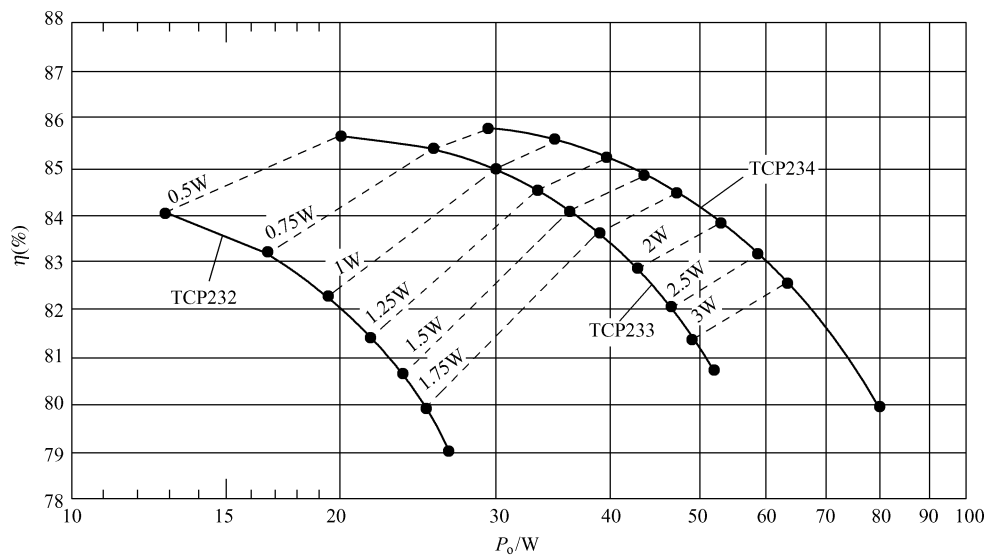
① $U_o = 5V$ 时, P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.32 所示。

$U_o = 12V$ 时, P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.33 所示。

以上两种情况都是假定 $u = 230V \pm 15\%$, $u_{\min} = 195V$, $U_1 = 250V$ (峰值为 $275V$, 谷值为 $230V$)。 C_{IN} 的容量按 $1\mu F/W$ 的比例系数选取, 其他同宽范围输入的情况。

2. 曲线的使用方法

前面介绍的四种曲线能快速选择 TOPSwitch-FX 芯片, 并能得到电源的效率 η 和功耗 P_D 的估计值, 为选择电源的散热提供依据。由于这些曲线反映了 P_D 、 η 、 P_o 参数的内在联系, 因此所得到的估值是可信的。下面用几个实例来说明曲线的使用方法。

图 18.32 固定交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 5V$)图 18.33 固定交流输入的 P_D 与 η 、 P_o ($U_o = 12V$)

① 实例 1：欲设计一个宽范围输入，输出电压 $U_o = 5V$ ，功率 $P_o = 30W$ 的开关电源，试选择 TOPSwitch - FX 芯片。

由图 18.30 可查出，当 $P_o = 30W$ 时，只能选择 TOP324 芯片，此点对应的电源效率 $\eta = 69.6\%$ ，TOP324 的功能为 $P_D = 3.3W$ （在虚线 3W 与 3.5W 之间）。

② 实例 2：欲设计一个宽范围输入，输出电压 $U_o = 12V$ ，功率 $P_o = 13W$ 的开关电源，试选择 TOPSwitch - FX 芯片。

查图 18.31，适合 $P_o = 13W$ 的芯片有两种，即 TOP232 和 TOP233。若选择 TOP232，电

源的效率 $\eta = 76\%$ ，芯片功耗 $P_D = 1.5\text{W}$ ；若选择 TOP233， $\eta = 82.7\%$ ， $P_D = 0.75\text{W}$ 。

选择 TOP232 还是选择 TOP233 合适呢？考虑到电源适配器（整流滤波电路）要装入塑料盒内，散热条件较差，要求 $T_{j\min} \leq 100^\circ\text{C}$ 。芯片 MOSFET 管的结到管壳的热阻 $R_{QA} = 5^\circ\text{C}/\text{W}$ ，管壳经印制板敷铜膜散热到空气的热阻 $R_{Qd} = 28^\circ\text{C}/\text{W}$ ，因此，从结到空气的总热阻为 $R_Q = R_{QA} + R_{Qd} = (5 + 28)^\circ\text{C}/\text{W} = 33^\circ\text{C}/\text{W}$ 。假定最高环境温度 $T_{AM} = 50^\circ\text{C}$ ，塑料盒内还有约 $\Delta T = 25^\circ\text{C}$ 的温升，即盒内温度 $T'_A = T_A + \Delta T = (50 + 25)^\circ\text{C} = 75^\circ\text{C}$

额定输出时芯片的最低结温为

$$T_{j\min} = T'_A + R_Q P_Q$$

对 TOP232P 而言， $P_D = 1.5\text{W}$ 时， $T_{j\min} = (75 + 33 \times 1.5)^\circ\text{C} = 124.5^\circ\text{C} > 100^\circ\text{C}$ ；对 TOP233P 而言， $P_D = 0.75\text{W}$ 时， $T_{j\min} = (75 + 33 \times 0.75)^\circ\text{C} = 99.75^\circ\text{C} < 100^\circ\text{C}$ 。

可以看出，正确的选择是 TOP233 芯片，它不仅结温低，而且电源的效率也高（82.7%）。

三、TOPSwitch – FX 系列控制电路的设计

TOPSwitch – FX 的许多功能可由设计外电路的方法来实现。

1. 内部极限电流和外部可编程极限电流

TOPSwitch – FX 三种型号产品的自保护极限电流值见表 18. 13。

表 18. 13 TOPSwitch – FX 的自保护极限电流值

TOPSwitch – FX 产品型号		TOP232	TOP233	TOP234
自保护极限电流	典型值 I_{LIMIT}/A	0.500	1.000	1.500
	最小值 $I_{LIMIT(\min)}/\text{A}$	0.465	0.93	1.395
	最大值 $I_{LIMIT(\max)}/\text{A}$	0.535	1.070	1.605

为方便用户使用，生产商设计了可编程极限电流的方法。设定极限电流用 I'_{LIMIT} 表示，其设定范围是 $I'_{LIMIT} = (40\% \sim 100\%) I_{LIMIT}$ 。极限电流的衰减因数用 $K_I = I'_{LIMIT}/I_{LIMIT}$ 表示。

R_{IL} 为于芯片的 M 端与 S 端之间电阻，如图 18. 34 所示，改变 R_{IL} 的阻值可调节 I_M 的大小，即可从外部设定 I'_{LIMIT} 值。 K_I 与 R_{IL} 的关系曲线如图 18. 34（b）所示。

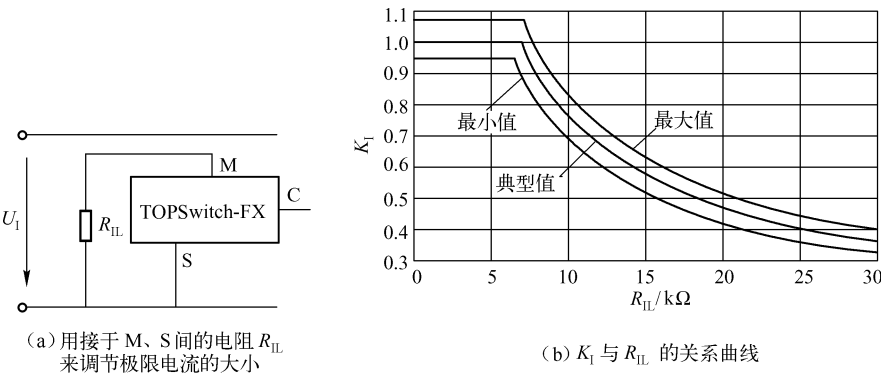


图 18. 34 外部可编程极限电流的调节方法

以 TOP234Y 为例, $I_{LIMIT} = 1.5A$ (典型值), 当 $R_{IL} = 10k\Omega$ 时, $K_I = 0.75$, $I'_{LIMIT} = K_I I_{LIMIT} = 0.75 \times 1.5A = 1.125A$; 若取 $R_{IL} = 25k\Omega$, $K_I = 0.4$, 则 $I'_{LIMIT} = K_I I_{LIMIT} = 0.4 \times 1.5A = 0.6A$ 。显然, 每改变一次 R_{IL} 的阻值就重新设定一次 I'_{LIMIT} 值, 这就是“可编程”的念义。

2. 同时实现欠电压、过电压保护和降低最大占空比的电路

将 TOPSwitch - FX 的 M 端和直流高压总线之间接一只电阻 R_{LS} , 即可用于检测直流输入电压 U_I 的大小和实现欠电压、过电压保护。

计算欠电压 U_{UV} 和过电压 U_{OV} 的公式如下:

$$U_{UV} = I_{UV} R_{LS}, U_{OV} = I_{OV} R_{LS}$$

式中, I_{UV} 为欠电压时的电流值, $I_{UV} = 50\mu A$; I_{OV} 为过电压时的电流值, $I_{OV} = 225\mu A$ 。

若取 $R_{LS} = 2M\Omega$, 则 $U_{UV} = 100V$, $U_{OV} = 450V$ 。

当 $U_I < 100V$ 时, 芯片中的 MOSFET 将自动关断, 实现了欠电压保护, 且断电压后能防止重新启动脉冲引起的误动作。

当 $U_I > 450V$ 时, 芯片能避免从电源线引入的浪涌电压将芯片损坏, 并且功率开关管 (MOSFET) 自动关断, 实现了过电压保护。

开始降低最大占空比 D_{max} 时的门限电流 $I_{M(D)} = 90\mu A$, 当 I_M 从 $90\mu A$ 增加到 $225\mu A$ (即 I_{OV} 值) 时, D_{max} 就从 78% (对应于 $U_{UV} = 100V$) 线性地降低到 47% (对应于 375V)。

3. 用 ON/ \overline{OF} 通断控制信号来控制开关电源通/断的电路

用 ON/ \overline{OF} 开关信号控制开关电源通/断的电路如图 18.35 所示。

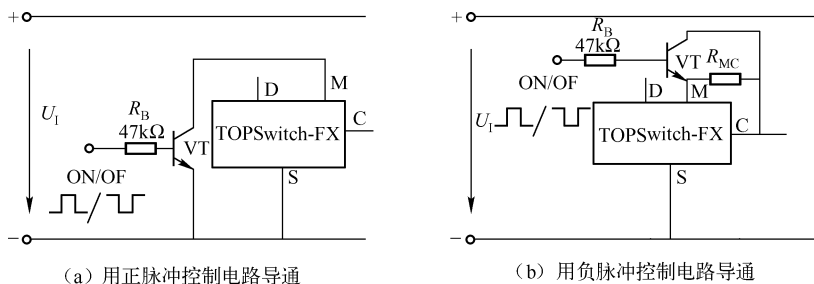


图 18.35 用 ON/ \overline{OF} 开关信号控制开关电源通/断的电路

图 (a) 中, 当 ON/ \overline{OF} 端加正脉冲时 (即 $ON/\overline{OF} = 1$), VT 导通, M 端为低电位, 此时 $U_C > U_M$, 控制端 C 有电流经 TOPSwitch - FX 内部流入 M 端, 且不会出现欠电压或过电压状态 (即 $I_{UV} < I_M < I_{OV}$), 因此可启动开关电源正常工作; 当 ON/ \overline{OF} 端为低电平时, VT 截止, M 端悬空, $I_M = 0$, 立即将开关电源关断。

图 (b) 中, 仅当 ON/ \overline{OF} 端为低电平 (即 $ON/\overline{OF} = 0$) 时, VT 截止, 控制端 C 电流通外接 $45k\Omega$ 电阻 R_{MC} 流入 M 端形成 I_M , 立即启动开关电源; 当 $ON/\overline{OF} = 1$ 时, VT 导通, M 端与 C 端相当于短接, 二者呈等电位, 故 $I_M = 0$, 立即将开关电源关断。

4. 开关电源电路元件的选择

(1) TOPSwitch - FX 的选择

开关电源除了根据所需最大输出功率 P_{om} 、电源效率 η 、散热条件来选择 TOPSwitch - FX 外（本节前面已有详细叙述），考虑到这类芯片能从外部降低极限电流，还可考虑选择较大功率芯片时降额使用。

(2) 输入滤波电容 C_{IN} 选择

由于 TOPSwitch - FX 的最大占空比高于 TOPSwitch - II，因此，可适当降低 C_{IN} 的容量，通常按比例系数 $C_{IN}/P_{om} = 2\mu\text{F}/\text{W}$ ，即每输出 1W 功率对应 $2\mu\text{F}$ 的电容量。

(3) 漏极钳位电路

TOPSwitch - FX 的漏极钳位电路有三种设计方案：

- ① 由瞬态电容抑制器（TVS）和超快恢复二极管（VD）构成的钳位电路。
- ② 由稳压二极管和超快二极管构成的钳位电路。
- ③ 由阻容元件 R 、 C 和超快二极管构成的钳位电路。

方案①和②所需元器件数量最少，所占印制板面积也小。选择方案①或②时，为了提高电源效率，要求 TVS 的钳位电位 U_B （或稳压管的反向击穿电压 U_Z ）至少等于一次绕组感应电压 U_{OR} 的 1.5 倍。设计时， U_{OR} 一般不超过 135V。

采用方案③能充分发挥 TOPSwitch - FX 系列产品 D_{max} 范围更宽，可以从外部降低极限电流，使 I_{LIMIT} 变小。此时需要把 U_{OR} 提高到接近 165V；如将 TOPSwitch - FX 连续工作模式增加前馈电压使 D_{max} 随 U_I 升高而降低，则 U_{OR} 应提高到 185V。增大 U_{OR} 值后电源效率也得到进一步提高。

选择 R 、 C 、VD 型钳位电路的成本最低而电源效率最高，但需要精心设计。

(4) 输出整流管的选择

选择输出整流管应考虑最高反向峰值电压 $U_{(BR)S}$ 、最大输出电流 I_{OM} 和散热条件。TOPSwitch - FX 的 D_{max} 提高，通过合理设计高频变压器电压比，尽量选用低压、大电流的肖特基二极管，以降低整流管的功耗。

例如，当 $U_o \leq 20\text{V}$ 时，可选用 60V 肖特基二极管； $U_o \leq 30\text{V}$ 时，宜选用 100V 肖特基二极管；当 $U_o > 30\text{V}$ 时，需选用高压、大电流的超快恢复二极管。

(5) EMI 滤波器的选择

TOPSwitch - FX 具有频率抖动特性，这种特性影响与开关频率高次谐波相关的电磁干扰峰值，随着谐波次数的升高，对相关 EMI 的衰减量就增大。对于常见的 TV、VCR、CVCR、DVD 等视频设备，65kHz 开关频率 EMI 滤波器中的 L_1 只需采用简单的电感，就能降低共模干扰，无需使用成本较高的共模扼流圈；开关频率超过 150kHz 时，EMI 滤波器的设计指标要严格一些。

(6) 高频变压器的选择

高频变压器的最大磁感强度 B_M 不宜超过 0.4T。变压器的电压比应满足以下条件：

① 采用 TUS、VD 或 VS - VD 型钳位电路，所设计的电压比应能保证一次绕组感应电压 $U_{OR} \leq 135\text{V}$ 。

② 采用 R 、 C 、VD 型钳位电路且 I'_{LIMIT} 设计成固定值时，要求 $U_{OR} \leq 165\text{V}$ 。

③ 选用 R 、 C 、VD 型钳位电路且使 I'_{LIMIT} 随 U_I 升高而降低，要求 $U_{OR} \leq 185\text{V}$ 。

④ 由于 TOPSwitch - FX 的开关频率较高、极限电位容差小，可选择尺寸较小的磁心以减小高频变压器的体积。

(7) 印制电路板的设计

设计印制板时应注意以下几点：

- ① 输入滤波电容 C_{IN} 的负极应单点连接到反馈绕组 N_F 回路中。
- ② 以芯片的源极 S 为参考点（地），连接到多功能端 M 的阻容元件应尽量靠近 M 端和 S 端，且要单独连接到源极 S 上。M 端的引线应尽量短，不要靠近漏极 D 的引线，以避免引入开关噪声之干扰。
- ③ 控制端 C 的旁路电容要尽量靠近 C 极与 S 极。光耦合器输出端也应靠近控制端。
- ④ 为抑制干扰，可在控制端 C 的旁路电容再并联一只 $0.01 \sim 0.1\mu\text{F}$ 消噪电容。
- ⑤ 源极 S 的引线不得有功率开关管 MOSFET 的开关电流通过。
- ⑥ 印制板可留出几平方分厘米（如 3cm^2 ）敷铜面积作为芯片源极 S 的连接处，以便散热。输出整流的散热也应利用敷铜片。

(8) 高频变压器各组参数及磁心参数的选择

TOPSwitch - FX 在宽范围输入（ $U = 85 \sim 265\text{V}$ ）时，对应于 TOP232、TOP233、TOP234 的高频变压器一次绕组、二次绕组的参数和二次绕组的谐振频率见表 18.14，供设计时参考。

表 18.14 宽范围输入时高频变压器的典型参数

参 数 名 称	$U_o = 5\text{V}$			$U_o = 12\text{V}$		
	TOP = 232	TOP = 233	TOP = 234	TOP = 232	TOP = 233	TOP = 234
高频变压器一次绕组最大电感 $L_p/\mu\text{H}$	2930	1500	960	3050	1550	1050
高频变压器一次绕组漏电感 $L_{po}/\mu\text{H}$	44	22	14	46	16	11
二次绕组开路时高频变压器的谐振频率 f_0/Hz	750	800	850	750	800	850
一次绕组直流电阻 $R_p/\text{m}\Omega$	2.00	1.06	0.70	2.40	1.20	0.80
二次绕组直流电阻 $R_s/\text{m}\Omega$	12	6	4	30	15	10
磁心损耗/ mW	100	200	250	100	200	250

四、电路设计举例

TOPSwitch - FX 系列单片开关电源集成电路，广泛用于各种通用开关电源、专用开关电源、待机电源、开关电源模块中。下面介绍四种由 TOPSwitch - FX 组成的开关电源电路。

1. 由外部限流的 12V、30W 开关电源

交流输入范围 $85 \sim 265\text{V}$ ，由外部限流的 12V、30W 开关电源电路如图 18.36 所示。这是一种典型的通用开关电源电路。

(1) 开关电源芯片的选择

由于输出电压 $U_o = 12\text{V}$ ，输出功率 $P_o = 30\text{W}$ ，故应查图 18.31 中的曲线。由曲线可见，TOP233 和 TOP23 均满足要求，但 TOP233 效率较低（74.5%），功耗较大， $P_o = 4.5\text{W}$ ，故应选择 TOP234，其电源效率 η 达 80%，芯片损耗 $P_o = 2.5\text{W}$ 。

(2) EMI 和输入整流滤波器（ C_1 ）的选择

电磁干扰（EMI）滤波器由 C_{10} 和 L_1 组成，选择 $C_{10} = 0.1\mu\text{F}/600\text{V}$ ， $L_1 = 20\text{mH}$ （磁心为

磁环)。输入整流滤波器由整流桥 UR 和 C_1 组成, C_1 能滤除电源噪声, 它提供直流高压 U_1 。 C_1 的容量按比例系数 $2\mu\text{F}/\text{W}$ 选择, 对于本例, $C_1 = 2\mu\text{F}/\text{W} \times 30\text{W} = 60\mu\text{F}$, 选用 C_1 为标称电容 $68\mu\text{F}$ 、耐压 400V 即可。

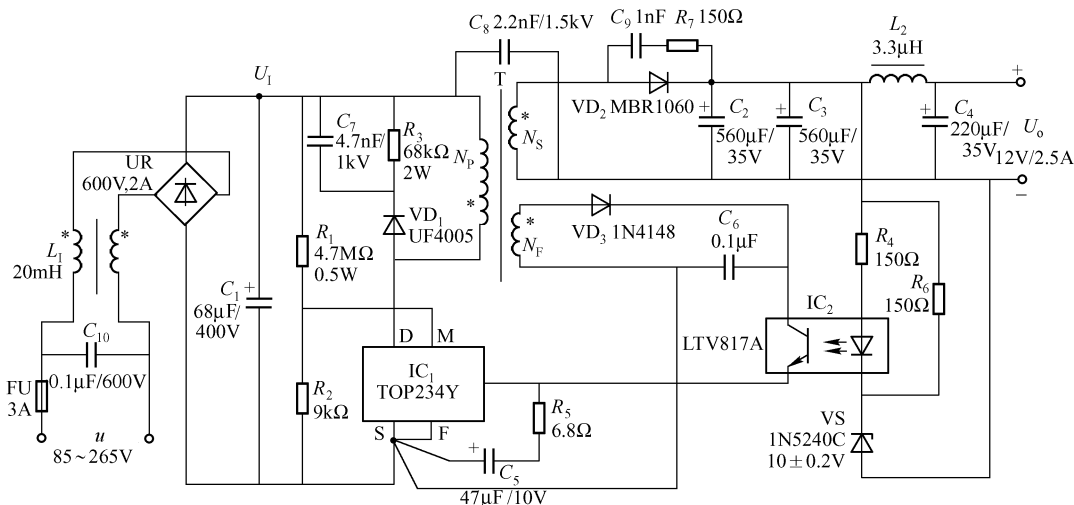


图 18.36 由外部限流的 12V、30W 开关电源

(3) 限流电阻 R_{IL} 的选择

本例的限流电阻为 R_2 (即 R_{IL})。 $R_1 - R_2$ 组成分压器 (见图 18.36), R_2 接于芯片的 M 端和 S 端之间。 R_2 的设计方法是: 取 $K_1 = 0.7$, 由图 18.34 (b) 所示曲线可得 $R_2 = 9\text{k}\Omega$ (最小值曲线的 K_1 对应的 K_{IL})。由外接电阻 R_2 限定的极限电流为 $I'_{\text{LIMIT}} = 0.7I_{\text{LIMIT}} = 0.7 \times 1.5\text{A} = 1.05\text{A}$ 。TOP234 的最大连续输出功率 $P_{\text{om}} = 45\text{W}$, 而设计的输出功率 $P'_{\text{om}} = 30\text{W}$, $P'_{\text{om}}/P_{\text{om}} = 30/45 \approx 0.7$, 因此, 允许选用高频变压器尺寸较小的磁心, 可适当增加一次绕组的电感量来降低 TOP234 的功耗, 防止出现磁饱和。

(4) 漏极钳位电路

芯片 MOSFET 管的漏极 D 的钳位电路由 $R_3//C_7 - \text{VD}_1$ 组成, 用于吸收 TOP234 关断时由高频变压器漏感产生的尖峰电压, 对漏极起保护作用。阻塞二极管 VD_1 选用 UF4005 (见表 18.3)。

(5) 输出电路与输出二极管的选择

由高频变压器 T 的输出绕组 N_s 、整流滤波电路 (VD_2 、 C_2 、 C_3 、 L_2 、 C_4) 组成的输出电路可获得 +12V、2.5A 稳压输出。为减小整流管的损耗, 输出整流管 VD_2 应选用肖特基二极管。 VD_2 实际受到的最高反向峰值电压 $U_{(\text{BR})\text{S}}$ 约为 $\sqrt{2} \times 12\text{V} = 17\text{V}$, VD_2 的最高反向电压为 $U_{\text{RM}} \geq 2U_{(\text{BR})\text{S}} = 34\text{V}$; VD_2 正向电流应满足 $I_{\text{F}} \geq 3I_{\text{om}} = 3 \times 2.5\text{A} = 7.5\text{A}$, 为留有余量, 查表 18.4 可选用 BYV19 (45V/9A)、MBR1045 (45V/9A) 或 ESAC82M-066 (60V/10A)、MBR1060 (60V/10A) 中的任一型号。

C_2 与 C_3 均选用 $560\mu\text{F}/35\text{V}$ 电容; C_4 选用 $220\mu\text{F}/35\text{V}$ 电容; L_2 选用 $3.3\mu\text{H}$ 电感。

(6) 反馈绕组 N_{F} 电路

反馈绕组 N_{F} 的整流二极管 VD_3 选用开关管 1N4148, 滤波电容 C_6 选 $0.1\mu\text{F}$ 电容。 N_{F} 电路经光耦合器稳压电路为芯片 TOP234Y 的控制极 C 提供偏流。

带有稳压管的光耦合器反馈电路由线性光耦合器 LTV817A、稳压管 1N5240C 等组成。合器中的发光二极管正向压降 $U_F = 1\text{V}$, 开关电源的输出电压 $U_o = U_Z + U_F + U_{R4}$ 。

1N5240C 的稳定电流典型值为 20mA。 R_4 (150 Ω) 只能供给 6.7mA 的电流, 电阻 R_6 (150 Ω) 可提供 13.3mA 的电流, 故 VS 的稳压电流 $I_z = (6.7 + 13.3)\text{mA} = 20\text{mA}$ 。

机顶盒 (Set-top box) 是交互式电视 (ITV) 的关键技术, 它可提供数字电视、视频、高速上网等宽带服务。机顶盒对电源的要求非常严格, 一般采用 TOPSwitch-FX 系列开关电源芯片。

具有 5 路输出的 35W 机顶盒开关电源电路如图 18.37 所示。5 路输出分别为 U_{o1} (+30V/100mA)、 U_{o2} (+18V/550mA)、 U_{o3} (+5V/2.5A)、 U_{o4} (+3.3V/3A) 和 U_{o5} (-5V/100mA)，其中 +5V 和 +3.3V 为主输出，其余各路为辅助输出。

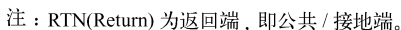


图 18.37 具有 5 路输出的 35W 机顶盒开关电源

当交流输入电压 $u = 220\text{V} \pm 15\%$ 时, 总输出功率为 38.5W ; 当输入宽范围 $u = 85 \sim 265\text{V}$ 时, 总输出功率则为 25W , 电源效率为 77% , 具有欠电压和过电压保护。该开关电源由 TOP234 (IC_1)、光耦合器 LTV817A (IC_2)、可调式精密并联稳压器 TL431C 三片 IC 电路组成。

输入整流电路由 VSR (Voltage Sensitive Resistor) 整流桥 UR 和 C_1 等组成。 $L_1 - C_6$ 为

EMI 滤波器, C_6 接于交流电源输入端, 专门滤除电网线之间的串模干扰。VSR 为压敏电阻, 其标称电压 $U_{1mA} = 273V$, U_{1mA} 表示当通过 VSR 的电流为 $1mA$ 直流电流时的端电压。VSR 无极性, 当 VSR 两端电压未达到额定值时, VSR 如同断路; 当 VSR 端电压达到额定值以上时, 通过 VSR 的电流很大, 电阻变小, 使输入电压下降, 保护整个电路的安全。 C_1 为脉动直流滤波电容。

(2) 设定电阻 R_1

R_1 为前面介绍的设定电阻 R_{LS} , 它所设定的欠电压为 $50\mu A \times 2M\Omega = 100V$, 过电压为 $225\mu A \times 2M\Omega = 450V$ 。当输入电压 $U_1 < 100V$ 或 $U_1 > 450V$ 时, TOP234Y 的功率管将关断以保护电路安全。

(3) 光耦合器反馈电路

IC₂ 为光耦合器, IC₃ 为可调式精密并联稳压器 (TL431C), 它们组成了具有稳压管的光耦合器反馈电路。光耦合器中的光敏管集电极接于反馈绕组 N_F ; R_9 和 C_{16} 构成 TL431C 的频率补偿网络, C_{17} 为软启动电容 C_{SS} 。 C_{17} 的作用是消除通电瞬间对电路的冲击。本例中, $C_{17} = 22\mu F$ 时可增加 $4ms$ 的软启动时间, 平时 C_{17} 不起作用, 断电后 C_{17} 经 R_5 放电。

(4) 输出 LC 滤波器

$L_2 - C_7$ 、 $L_3 - C_9$ 、 $L_4 - C_{11}$ 分别是 $18V$ 、 $5V$ 、 $3.3V$ 输出电压的滤波器, 其作用是减小输出纹波电压。

(5) 安全电容 C_{15} 的作用

C_{15} 的一端接于直流高压 U_1 的正端, 另一端接 RTN, 其作用是滤除一次绕组、二次绕组之间的耦合电容产生的共模干扰。

(6) 高频变压器

高频变压器磁心选用 EEL25 型, 一次绕组的电感量为 $1.0 \sim 1.2mH$, 漏感量小于 $12\mu H$ 。

3. 17W 输出为 5V 和 3.3V 的 PC 待机开关电源

能提供 $5V/2A$ 和 $3.3V/2A$ 主输出及 $15V/mA$ 辅助输出的 PC 待机电源电路如图 18.38 所示。下面简要介绍设计应用。

(1) 选择开关电源芯片

该电路可选宽范围输入 (DC $220 \sim 375V$), 也可选 $220V/110V$ 固定电压。根据图 18.30, 宽范围输入可选 TOP233, 电源的效率 $\eta = 74.5\%$; 根据图 18.32, 固定输入可选 TOP232, 电源效率 $\eta = 78.5\%$ 。缩合各方面因素, 本例选用 TOP232Y。

(2) 设定电阻 R_1

欠电压和过电压保护的设定电阻为 R_1 (即 R_{LS}), 令 $R_1 = 3.9M\Omega$ 。欠电压为 $U_{UV} = 50\mu A \times 3.9M\Omega = 195V$, 当输入电压 $U_1 < 195V$ 时, TOP232Y 的漏极 D 即关断, 从而切断电路。只有当 $U_1 > 195V$ 时电源才重新启动。过电压则高达 $877.5V$ 。

(3) 直流高压高频退滤电容 C_1

C_1 应选择耐压 $1kV$ 的 $0.01 \sim 0.1\mu F$ 的电容。若 U_1 与芯片间距很近, 则可省略 C_1 。

(4) 高频变压器

高频变压器的磁心可选用铁氧体磁心 EEL19, 一次绕组 N_p 的电感量范围为 $2.2 \sim 2.6mH$, 漏感小于 $75\mu H$ 。

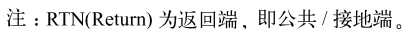


图 18.38 输出为 5V、33V 功率 15W 的 PC 待机电源电路

(5) TOP232Y 控制极 C 的偏压

反馈绕组 N_p 的电压经过 VD_4 整流、 C_6 滤波后, 以 15V 电压作为辅助电压, 另一方面, 它经过光耦合器的发射极为 TOP232Y 的控制极 C 提供偏流; 由光耦合器的发光二极管、可调稳压电源 TL431C、 R_5 提供发光管的驱动电流。

4. 由微控制器 (MCU) 控制的 TOPSwitch - FX 单片开关电源

利用微控制器 MCU 可对由 TOPSwitch - FX 组成的激光打印机、喷墨打印机开关电源进行控制，其电路如图 18.39 所示。下面对电路进行简单分析。

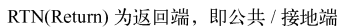


图 18.39 由 MCU 控制的 TOPSWitch-FX 单片机开关电源

(1) 开关电源部分

开关电源部分由 TOPSwitch - FX (IC_1) 和光耦合器 (IC_2) 组成。 IC_2 可选用 SFH600 - 1 型, 也可选用 SFH615 - 2 型。

(2) 控制电路

开关电源中的控制电路由 MCU, 线性光耦合器 IC_3 、 IC_4 , 按钮 SB 等组成。SB 不需加防抖电路, 但操作时需将开关按到底, 不能轻触。

当首次按下 SB 后, VD_4 导通, TOPSwitch - FX 的 M 端通过 VD_4 和 SB 与 S 端接通。M 端和 F 端连在一起, 故 TOPSwitch - FX 工作于三端模式, 此时 LED_3 上有电流通过, VT_3 就给 MCU 发出启动信号, MCU 收到后其逻辑输出端上的 LED_4 便有电流通过, 令 VT_4 导通, 使开关电源保持接通状态, 能正常输出; 当再按下 SB 时, 就发出关断信号, MCU 收到后就执行关断程序, 将打印机的打印头停在安全位置。该开关电源也可以用于 DVD。

第四节 TOPSwitch - GX 系列单片开关电源的设计

TOPSwitch - GX 系列是美国 PI 公司继 TOPSwitch - FX 之后研制出的第四代单片开关电源芯片, 它比 TOPSwitch - II、TOPSwitch - FX 的性能更好, 使用更加灵活。

一、产品简介

1. TOPSwitch - GX 产品分类及性能

(1) 分类

TOPSwitch - GX 系列包括 TOP242P ~ TOP249P、TOP242G ~ TOP244G、TOP242R ~ TOP250R、TOP242Y ~ TOP250Y、TOP242F ~ TOP250F 共 38 种型号。

(2) 性能特点

TOPSwitch - GX 系列具有以下主要特点:

① TOPSwitch - GX 系列除具有 TOPSwitch - FX 的全部优点外, 还将最大输出功率从 75W 扩展至 290W, 适合制作大、中功率的高效率的隔离式开关电源。

② TOP242 ~ TOP250 采用 TO - 220 - 7C、TO - 263 - 7C 和 TO - 262 - 7C 封装, 它们增加了线路检测端 L、外设设定极限电流端 X 两个引脚, 用来代替 TOPSwitch - FX 的多功能端 M 的全部控制功能, 使用更加方便灵活。

③ 开关频率提高至 132kHz, 有助于减小高频变压器及开关电源设备的体积。

④ 当开关电源的负载很轻时, 能自动将开关频率从 132kHz 降至 30kHz (半频模式下则由 66kHz 降至 15kHz), 可降低开关电源的损耗, 提高电源的效率。

⑤ 采用了 Ecosmart[®] 节能技术, 在远程通/断模式下, 明显降低了芯片的功耗 (当交流电压是 230V 时, 芯片功耗仅为 160mW)。

2. TOPSwitch - GX 的引脚功能

(1) 封装与引脚

TOPSwitch - GX 有三种封装形式: TO - 220 - 7C (Y) 封装、DIP - 8B (P) 与 SMD - 8B (G) 封装、TO - 263 - 7C (P) 与 TO - 262 - 7C (F) 封装。它们的引脚排列如图 18.40 所示。

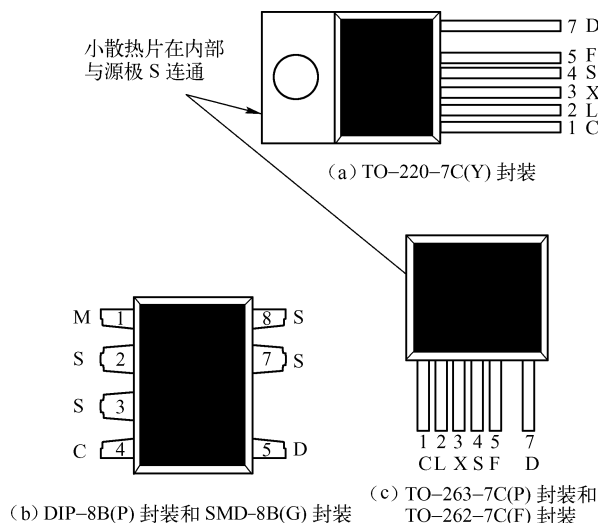


图 18.40 TOPSwitch - GX 的引脚排列

TO-220-7C、TO-263-7C 和 TO-262-7C 封装均有 6 个引出端，它们分别是控制端 C、线路检测端 L、极限电流设定端 X、源极 S、漏极 D、开关频率选择端 F。

(2) 线路检测端 L 的功能

线路检测端 L 具有 4 种功能：①过电压 (OV) 保护；②欠电压 (UV) 保护；③电压前馈（当电网电压过低时用来降低最大占空比）；④远程通断 (ON/OFF) 和同步。

(3) 极限电流设定端 X 的功能

可从外部设定芯片的极限电流

(4) DIP-8B 和 SMD-8B 封装仍保留了多功能端 M，但无开关频率选择端 F，它们等同于四端元件。

二、TOPSwitch - GX 系列单片开关电源芯片的设计选择方法

1. 如何选择单片机开关电源芯片

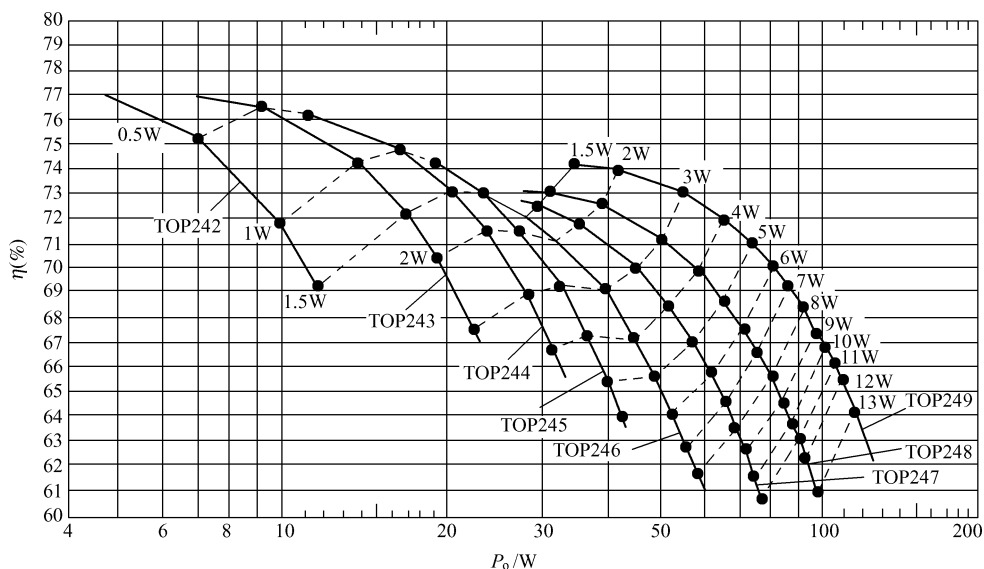
利用特性曲线快速选择 TOPSwitch - GX 芯片并估算电源效率 η 和芯片功耗 P_D 的方法是设计开关电源的首要一步。TOPSwitch - GX 的交流输入有两种：①宽范围输入（交流 85 ~ 265V），又称世界通用的供电电压输入；固定交流输入（交流 230V \pm 150%），又称单一供电电压输入。

(1) 宽范围输入时， P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线

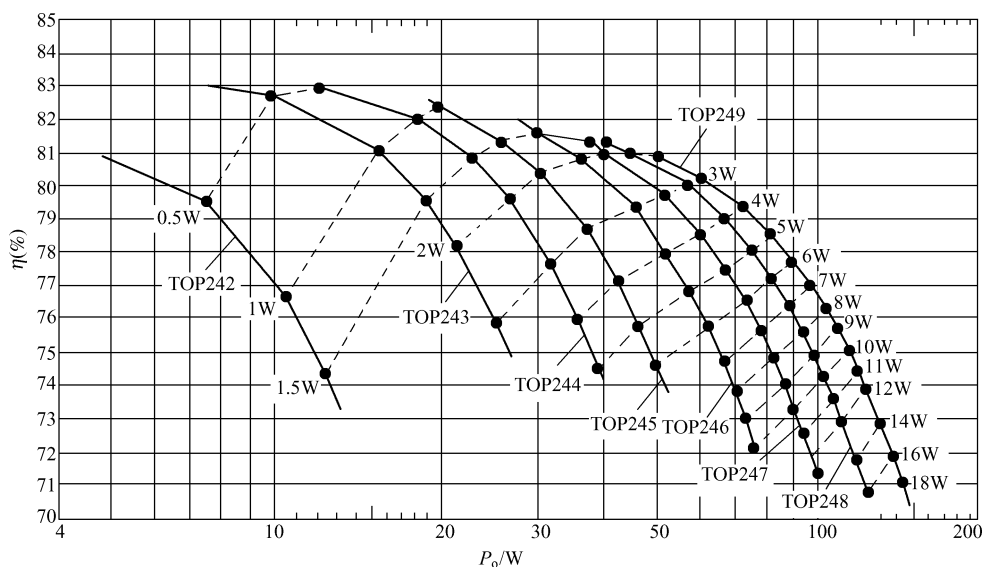
在宽范围输入条件下，输出电压 U_o 又分为 $U_o = 5V$ 和 $U_o = 12V$ 两种情况。

① $U_o = 5V$ 时， P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.41 所示，此时的条件是开关频率 $f = 132kHz$ ， $u = 85 \sim 265V$ 。

图中有 8 条曲线，从左至右分别对应于 TOP242、TOP243、TOP244、TOP245、TOP246、TOP247、TOP248 和 TOP249 8 个芯片。横坐标为输出功率 P_o ，纵坐标为效率 η ，虚线表示芯片功耗 P_D 的等值线。

图 18.41 宽范围交流输入时 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 5V$)

② $U_o = 12V$ 时, P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.42 所示。其条件与各曲线的含义同 $U_o = 5V$ 。

图 18.42 宽范围交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线 ($U_o = 12V$)

以上两种情况, 输入滤波电容 C_{IN} 的容量按 $3\mu F/W$ 的比例系数选取; 感应电压 $U_{OR} = 135V$; 漏极钳位电压 $U_B = 200V$, 漏极钳位电路可并联 RC 网络, 以减少瞬态电压抑制器的损耗; 输出整流管采用肖特基二极管, $5V$ 输出时肖特基二极管正向电压为 $0.4V$, 反向耐压为 $45V$; $12V$ 输出时正向压降为 $0.54V$, 反向耐压为 $100V$; TOPSwitch-GX 在额定输出时的最高结温 $T_{jmax} = 100^\circ C$ (仅 Y 形为 $110^\circ C$)。

(2) 固定输入时 P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线

在交流固定输入情况下 ($u = 230V \pm 15\%$) 又分为 $U_o = 5V$ 和 $U_o = 12V$ 两种情况。

$U_o = 5V$ 时, P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.43 所示; $U_o = 12V$ 时, P_D 与 η 、 P_o 的关系曲线如图 18.44 所示。两种情况下, C_{IN} 的容量均按 $1\mu F/W$ 的比例系数选取, 其他情况同上。

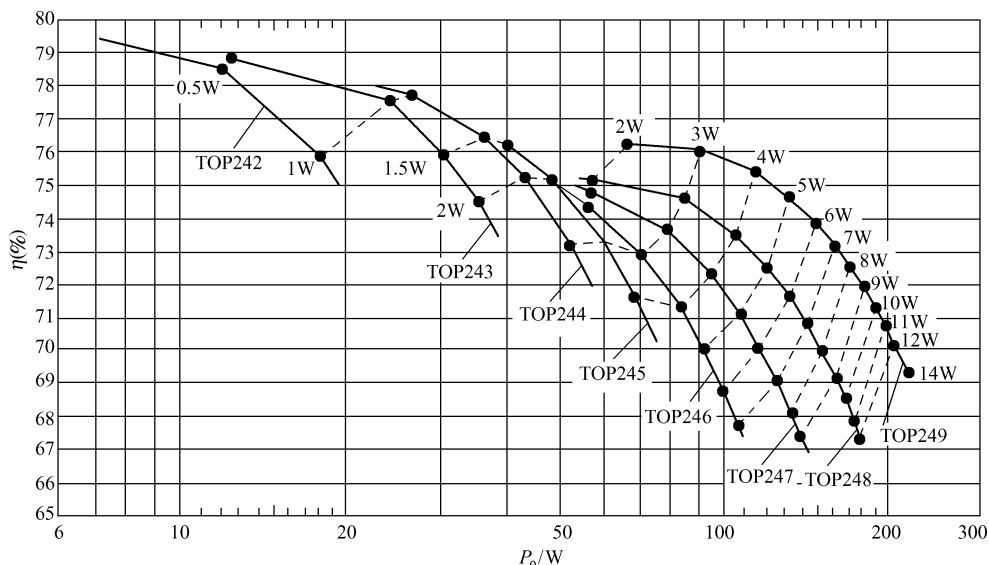


图 18.43 固定交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 关系曲线 ($U_o = 5V$)

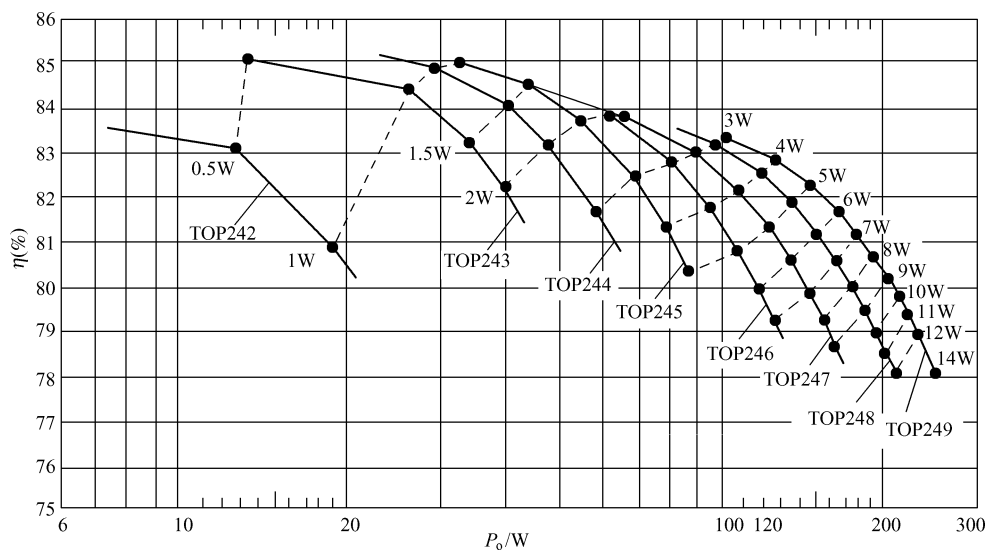


图 18.44 固定交流输入的 P_D 与 η 、 P_o 关系曲线 ($U_o = 12V$)

2. 曲线的使用方法和设计

利用图 18.41 ~ 图 18.44 所示曲线能快速地选择 TOPSwitch - GX 芯片, 并得到电源效率和芯片功耗的估计值, 并为选择散热器提供了依据。这些曲线反映了 P_D 、 η 、 P_o 的内在联

系, 所得到的估值是可信的。

(1) 曲线的使用方法

- ① 根据预先给定的交流输入电压 u 、输出电压 U_o 的数值, 选择适用的关系曲线。
- ② 从横坐标上查出给定的输出功率点 (P_o)。
- ③ 沿此功率点垂直上移, 直至与第一条曲线相交。
- ④ 读取该交点对应于纵坐标的电源效率 η 。
- ⑤ 确定该效率值是否满足设计要求, 如不满足再向上移动寻找其他曲线。
- ⑥ 从虚线 (等值线) 上读取所选定芯片的功耗 P_D , 供选择散热器时参考。

设计人员所预期的输出功率值可能对应几种不同型号的芯片, 从横坐标的功率点 P_o 垂直上移相交的第一条曲线, 代表输出功率最小、成本最低的 TOPSwitch - GX 芯片, 而相交的最后一条曲线, 表示功率最大、效率最高、成本较高的芯片, 应根据实际情况选择。

(2) 设计实例

例 1 设计一个宽范围输入, 输出为 5V, 输出功率为 30W 的开关电源, 试选择开关电源芯片。

查图 18.41 所示曲线, $P_o = 30W$ 时, 其垂直线首先和 TOP244 的曲线相交, 此点对应的效率为 67.6%, TOP244 的功耗为 3.5W; 若选用 TOP245, 其效率为 70.2%, 功耗约为 2.4W。故选择 TOP245 较为合适。

例 2 设计一个宽范围输入, 输出为 12V、12W 的电源适配器, 试选择开关电源芯片。

查图 18.42 所示曲线, 12W 功率点的垂直线和 TOP242 和 TOP243 两曲线相交。TOP242 的效率 $\eta \approx 75\%$, 功耗 $P_D \approx 1.75W$; TOP243 的效率 $\eta \approx 82.2\%$, 功耗 $P_D \approx 0.67W$ 。两者比较, 选择 TOP243 较为合适。

因为电源适配器要装入塑料盒内, 其散热条件较差, 要求 $T_{jmin} \leq 100^\circ C$ 。对于 DIP - 8B 封装的芯片, 可选用印制板的敷铜 (约 $2.5cm^2$) 作为散热器, 芯片到周围空气的热阻 $R_{QA} = 35^\circ C/W$, 假定最高环境温度 $T_{AM} = 50^\circ C$, 塑料盒内还有约 $\Delta T = 20^\circ C$ 的温升, 即盒内温度可达 $T'_A = T_A + \Delta T = 50^\circ C + 20^\circ C = 70^\circ C$ 。额定输出时芯片的最低结温 $T_{jmin} = T'_A + R_{QA} P_D = 70^\circ C + 35^\circ C \times 0.67 = 93.5^\circ C < 100^\circ C$ 。选择 TOP243 装制的开关电源装入塑料盒内的电源适配器是合适的。

例 3 设计一个宽范围输入, 输出为 12V、70W 的开关电源, 试选择开关电源芯片。

查图 18.42, 有 4 种芯片可满足要求, 即 TOP246Y ($\eta = 73.8\%$, $P_D = 8W$), TOP247Y ($\eta = 77\%$, $P_D = 5.5W$), TOP248Y ($\eta = 78.6\%$, $P_D = 4.4W$) 和 TOP249Y ($\eta = 79.5\%$, $P_D = 3.8W$)。显然, 选择 TOP249Y 时的电源效率最高, 功耗最低, 虽然价格较高, 长期使用, 经济实用。

3. TOPSwitch - GX 系列单片开关电源的设计方法

下面提出一些非专业开关电源使用者常用的设计方法。

① 前面提到的输入滤波电容 C_{IN} 每瓦电容量推荐值, 只能满足设计指标并降低电容器成本的基本条件, 但就电源效率和 C_{IN} 使用寿命而言, 提高每瓦的电容量可提高开关电源的性能, 但 C_{IN} 容量大了, 成本也会增加。

② 为了提高电源效率, 必须减小高频变压器一次绕组 N_p 的漏感 L_{p0} , 正确地设计应使

用 L_{p0}/L_p 的比值不超过 1% ~ 1.5% (L_p 为高频变压器一次绕组 N_p 的电感)。

测量 L_p 时将二次绕组开路, 用数字电感表测量一次绕组的电感量; 测量 L_{p0} 时, 应将二次绕组短路, 用数字电感表测量一次绕组的电感。

③ 从前述各曲线快速选定的开关电源芯片, 仅适用于输出电压为 5V 和 12V 的情况, 也仅适用于输入为正弦波, 当电网波形严重失真时, 会导致整流滤波后的 U_i 降低, 可能使芯片进入欠电压保护, 此时应增大输入滤波电容 C_{in} 或降低 P_o 值。

④ 印制板电路设计

A. TOPSwitch - GX 的 MOS 管的引脚 S (TO - 220 - 7C (Y) 和 TO - 262 - 7C (Y) 封装, S 只有一个引出端; DIP - 8B (P) 和 SMD - 8B (G) 封装 S 有 4 个引出端) 与印制板焊接处应有较大面积的敷铜板, 且所有的 S 端均应与敷铜焊接, 这样有利于 TOPSwitch - GX 和输出整流管的散热。

B. 输入滤波电容 C_{in} 的负极应直接连接反馈绕组 N_F , 以便将反馈绕组上的浪涌电流直接返回至输入滤波电容 (参考各应用电路中 C_i 的连接方法), 这样可提高抑制浪涌电流干扰能力。

C. 控制端 C 附近的电容应尽可能地靠近源极和控制端的引脚。S 端与 C、L (或 M)、X 极各通过一条独立的支路相连, 不得共享一条支路。

D. 禁止让 MOSFET 的开关电流通过连接 C - S 极的支路。

E. S、L、X 端的引线与外围相关元器件的距离也要尽量短捷, 并远离漏极 D 的支路, 以防止噪声耦合。

F. 线路检测电阻 R_i 应尽可能地接近于 L (或 M) 引脚。

G. 芯片控制端 C 的旁路电容 (各应用电路图中, 通过电阻与芯片 C 极相连的 47 μ F 电容) 与一只高频旁路电容 (0.1 μ F) 并联, 可以更好地抑制噪声。反馈电路的输出端应尽可能地靠近 C、S 极。

⑤ 对于需要且能够加装散热器的中、大功率开关电源应选用合适的散热器, 以便于散热。

三、电路设计举例

集成开关电源芯片的应用电路十分广泛, 电路多种多样, 下面只选择三个简易实用的开关电源电路进行简要介绍。熟读这几个电路便可举一反三地设计出其他电路。

(一) 70W 通用开关电源模块

这是一个由 TOPSwitch - GX 系列中的 TOP249Y 组成的开关电源模块, 其电路如图 18.45 所示。

1. 电路性能简介

该模块成本低、效率高、体积小, 可制作全密封开关电源。

当环境温度不超过 40℃ 时, 可使模块的尺寸很小 (可做成 105mm × 55mm × 25mm), 适于区域广。电路的交流输入电压范围是 85 ~ 265V (又称为世界通用电压)。该电源电路能同时实现输入欠电压保护、过电压保护, 从外部设定极限电流, 降低最大占空比等功能。

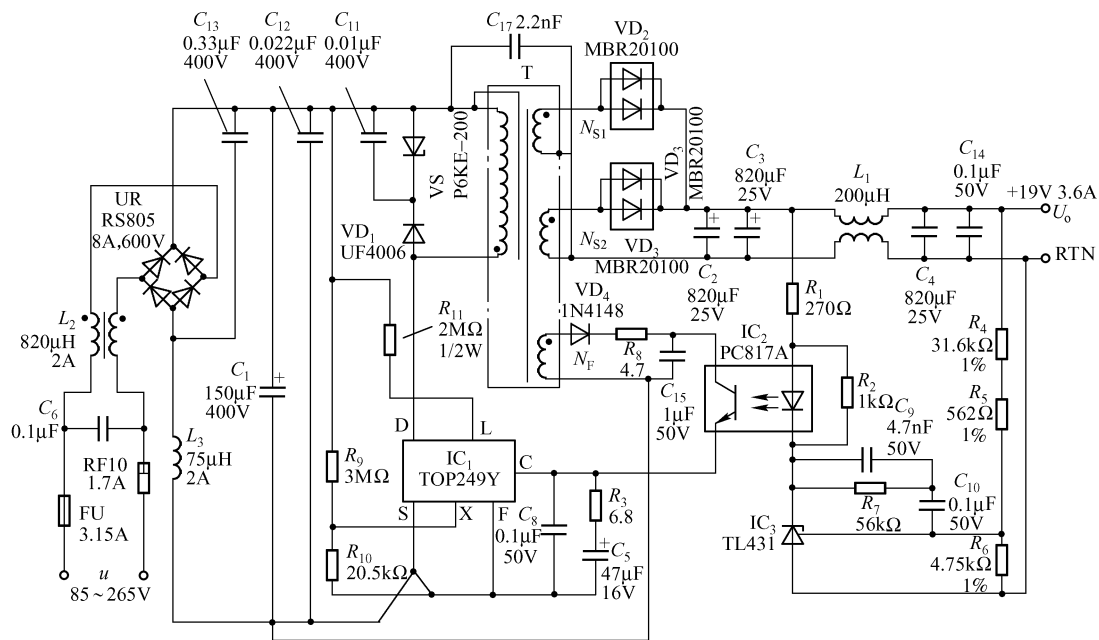


图 18.45 70W 通用开关电源模块电路

电源电路的主要指标是，额定输出功率 $P_o = 70\text{W}$ ，电源效率 $\eta = 84\%$ （当 $u_i = 85\text{V}$ 时， $\eta = 85\%$ ； $u_i = 230\text{V}$ 时， $\eta = 90\%$ ）；负载调整率 $S = \pm 4\%$ ；输出纹波电压 $\leq 120\text{mV}$ （峰 - 峰值）。

2. 电路组成及主要元器件的设计

(1) 电路组成

该开关电源由 TOP249Y (IC_1)、线性光耦合器 PC817A (IC_2)、可调式精密并联稳压器 TL431 (IC_3) 三个芯片和高频变压器 T 及输入电路等组成。

(2) 外部限流电阻 R_{i0} （即 R_{IL} ）、欠电压保护/过电压保护电阻 R_{i1} 的设计方法

TOPSwitch - GX 系列开关电源芯片的漏电流极限电流，既可由内部设定，也可由外部设定。其内部自保护极限电流 I_{LIMIT} 的最小值、典型值和最大值由表 18.15 给出。表中的数据对于设定外部极限电流保护电阻 R_{IL} 和欠电压/过电压保护是有用的。外部保护灵活性大，常采用外部保护的设计方法。

表 18.15 TOPSwitch - GX 系列内部自保护极限电流值

TOPSwitch - FX 系列 产品型号	极限电流 $I_{\text{LIMIT}}/\text{A}$		
	最小值 $I_{\text{LIMIT}(\text{min})}$	典型值 I_{LIMIT}	最大值 $I_{\text{LIMIT}(\text{max})}$
TOP242P/G/Y	0.418	0.45	0.481
TOP243P/G	0.697	0.75	0.802
TOP243Y	0.837	0.90	0.963
TOP244P/G	0.930	1.00	1.070
TOP244Y	1.256	1.35	1.445

(续表)

TOPSwitch – FX 系列 产品型号	极限电流 I_{LIMIT}/A		
	最小值 $I_{LIMIT(min)}$	典型值 I_{LIMIT}	最大值 $I_{LIMIT(max)}$
TOP245Y	1. 674	1. 80	1. 926
TOP246Y	2. 511	2. 70	2. 889
TOP247Y	3. 348	3. 60	3. 852
TOP248Y	4. 185	4. 50	4. 815
TOP249Y	5. 022	5. 40	5. 778
TOP250Y	5. 859	6. 30	6. 741

由外部来设定的极限电流 I'_{LIMIT} 的设定范围为 (30% ~ 100%) I_{LIMIT} ，极限电流的衰减因数为

$$K_I = I'_{LIMIT}/I_{LIMIT}$$

TOPSwitch – GX 系列 K_I 与多功能端 M 电流 I_M 的关系曲线如图 18. 46 所示。di/dt 表示极限电流的变化率，横坐的 I_M 值的负号表示电流流出设定端 M（或 X）（对于 TO – 220 – 7C、T0 – 263 – 7C 和 T0 – 262 – 7C）封装的 TOPSwitch – GX 芯片， I_M 需用 I_X 代替）。

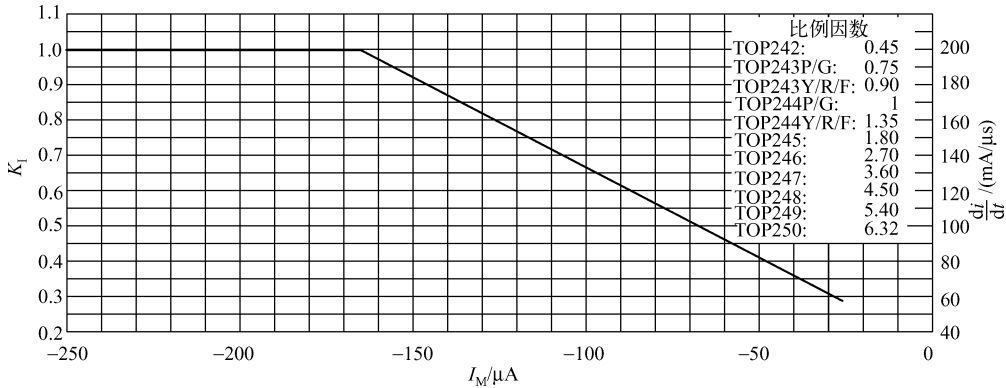


图 18. 46 K_I 与 I_M 的关系曲线

在 M（或 X）– S 端之间接一只极限电流设定电阻 R_{IL} ，只需改变 R_{IL} 的阻值即可调节 I_M 的大小，进而可从外部设定 I'_{LIMIT} 值。 K_I 与 R_{IL} 也有一定关系，它们之间的关系曲线如图 18. 47 所示。以 TOP250Y 为例，其 $I_{LIMIT} = 6. 30A$ （表中的典型值），当 $R_{IL} = 25k\Omega$ 时， $I'_{LIMIT} = 43\% \times I_{LIMIT} = 2. 71A$ ；当 $R_{IL} = 19k\Omega$ 时， $I'_{LIMIT} = 50\% \times I_{LIMIT} = 3. 15A$ 。因此，改变 R_{IL} 值可重新设定 I'_{LIMIT} 值。

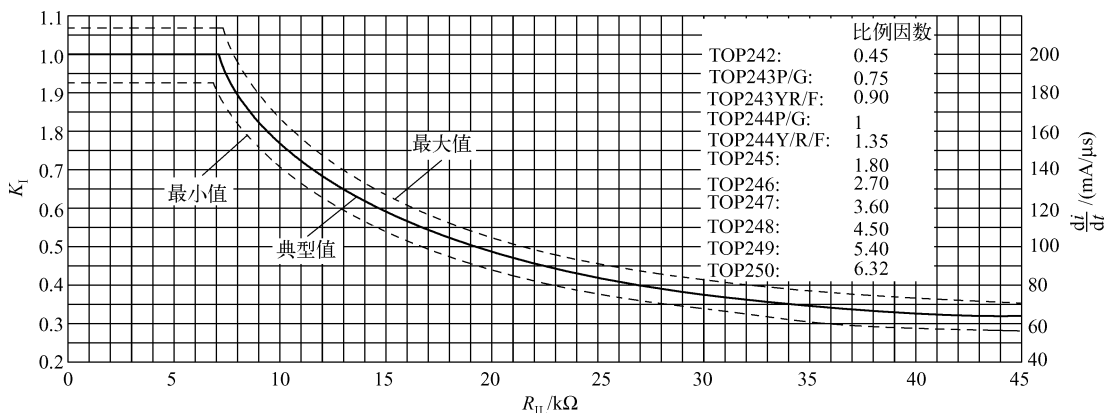
3. 电路的分析与设计

① 设计极限电流设定电阻 R_{IL} （图 18. 45 中的 R_{i0} ）的方法如下：

假定外部设定极限电流为 $I'_{LIMIT} = 2. 60A$ ，TOP249Y 的典型极限电流 $I_{LIMIT} = 5. 40A$ （查表 18. 15），则

$$K_I = I'_{LIMIT}/I_{LIMIT} = 2. 60/5. 40 = 47. 5\%$$

由图 18. 47 可查出 $R_{IL} \approx 20. 5k\Omega$ （即电路中的 R_{i0} ）。该电阻应接于 X – S 端。

图 18.47 K_I 与 R_{II} 的关系曲线

② R_9 的阻值在 $3 \sim 13\text{M}\Omega$ 之间选择。

③ R_{II} 具有欠电压保护和过电压保护两种功能。TOSwitch - GX 的欠电压电流 $I_{UV} = 50\mu\text{A}$ ，过电压电流 $I_{OV} = 225\mu\text{A}$ 。利用公式

$$U_{UV} = I_{UV}R_{II}, U_{OV} = I_{OV}R_{II}$$

可设定 R_{II} ，即 R_{II} 必须满足 $R_{II} = U_{UV}/I_{UV} = U_{OV}/I_{OV}$ 。

当直流输入电压 $U_1 = 100\text{V}$ 时，电源才能启动，故取 $U_{UV} = 100\text{V}$ ， $R_{II} = U_{UV}/I_{UV} = 100\text{V}/50\mu\text{A} = 2\text{M}\Omega$ （为欠电压保护）。 $U_{OV} = I_{OV}R_{II} = 450\text{V}$ ，于是 $R_{II} = U_{OV}/I_{OV} = 450\text{V}/225\mu\text{A} = 2\text{M}\Omega$ （为过电压保护）。

也就是说，当输入直流电压低于 100V 或输入直流电压高于 450V 时，芯片都将自动切断电路。

④ 漏极钳位电路 $VS - VD_1$ 。当 MOSFET 关断时，高频变压器一次绕组 N_p 漏电感产生尖峰电压， $VS - VD_1$ 漏极钳位电路 $VS - VD_1$ 进行保护，使 MOSFET 免受损坏。 VS 选择钳位电压为 200V 的 P6KE200 型瞬态电压抑制器； VD_1 选用 UF4006 型起快恢复二极管，其反向耐压为 800V 。 C_{11} 与 VS 并联能减少钳位损耗。

⑤ 输出绕组 N_{S1} 、 N_{S2} 两组并联可减少输出管和绕组的损耗。输出绕组由 2 只共阴极肖特基二极管 MBR20100 组成输出整流电路。

⑥ 输出滤波电路由 C_2 、 C_3 、 L_1 、 C_4 和 C_{14} 组成。

⑦ EMI 滤波器由 L_2 、 L_3 和 C_6 组成，用于滤除输入端的电磁干扰。 C_7 的一端接直流输入电压 U_1 的正极，另一端要接 RTN 端（地），它能滤除一次、二次绕组之间的耦合电容产生的共模干扰，把 TOP249Y 的共模干扰降至最低。 C_6 和 C_7 均称做安全电容。

⑧ 精密光耦合器反馈电路由 IC_2 、 IC_3 等组成。由分压器 $R_4 - R_5 - R_6$ 中 R_6 提供的 2.45V 电压送至 TL431 的 U_{REF} 端，和 2.50V 基准电压进行比较后产生误差电压，再经光耦合器 PC817A 改变 TOP249Y 的控制端 C 的电流 I_C ，使占空比 D 发生变化，从而调节输出电压 U_o 保持不变。

⑨ 反馈绕组 N_F 接开关管 1N4148 (VD_4)，整流后经 C_{15} 滤波，为光耦合器中的接收管提供偏压。

⑩ IC_1 的 C - F 端接 $R_3 - C_5$ 组成尖峰电压滤波器，使偏置电压在负载较重时保持恒定。

（二）15W 通用电池充电器模块

1. 充电器模块的特点

③ 具有恒压/恒流输出特性, 两种模式可自动转换。

④ 具有欠电压 (UV) 检测和过电压 (OV) 保护功能, 模块具有温度检测电路, 可对输出电压进行温度补偿。

2. 电路组成及其设计

(1) 电路组成

15W 通用电池充电器模块由 TOP244P、高频变压器 T、电流环调节系统 (IC_2 、 VT_1 、 IC_3)、输入整流滤波电路和充足电示值环节 MON 等组成, 其电路如图 18.48 所示。

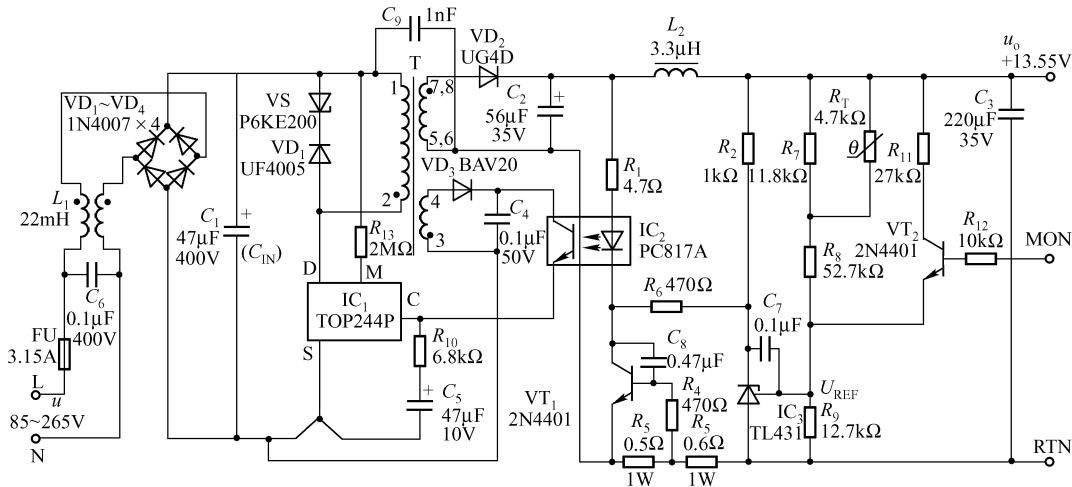


图 18.48 15W 通用电池充电器模块电路

(2) 电路分析与设计

① 钳位电路。钳位电路由瞬态电压抑制器 VS (P6KE200) 反向串联超快恢复二极管 VD₁ (UF4005) 组成。

② 欠电压保护/过电压保护。欠电压/过电压保护, 由 R_{13} ($=2\text{M}\Omega$) 承担, 所设定的欠电压、过电压分别为 100V 和 450V 。保护支路具有上电过程或突然断电时避免损坏负载的功能。利用过电压关断功能, 可为瞬间短路提供保护并可提高充电器的过载能力, 利用 TOP244P 具有的频率抖动特性, 可有效地抑制电磁干扰。

③ 确定输出电压 U_o 和输出功率 P_o 大小的电路。确定输出电压 U_o 大小是设计者和使用者非常关注的事项。由 $R_7 // R_T + R_8 + R_9$ 支路和 TL431 (IC_3) 组成的电路可确定 U_o 的大小。TL431 的基准电压端 U_{REF} 为内部运放同相输入端, 其上的输入电流极小, 可忽略, 故 R_9 支路上的电流为 $I = U_{REF} / R_9 = 2.50V / 12.7k\Omega = 0.1969mA$, 故 $U_o = [(R_7 // R_T) + R_8] I + 2.50V = 13.53V$ 。

输出功率由芯片 TOP244P 的极限电流 $I_{OM} \approx 1.1A$ (由表 18.15 查出) 和输出电压确定, 即 $P_o = 13.53V \times 1.1A \approx 15W$ 。

④ 蓄电池电压监测端 MON。VT₂ 基极引出端为 MON, 当 MON 不加信号时, VT₂ 截止。当蓄电池充足电时, 调整 U_{MON} 为 5V, 将 5V 信号加至 MON 端时 VT₂ 导通, 使原来设定的分压比发生变化, 进而使 $U_o \approx 8V$, 表示电池已充满电。

⑤ 限流环节。充电器具有限流功能, 电流环节由 R_1 、 IC_2 (PC817A)、 C_8 、VT₁ (2N4401)、 R_8 、 R_4 和 R_5 构成。 R_3 串联 R_5 后接返回端 RTN, 负载电流分别在 R_3 和 R_5 上形成压降。当电源输出端发生短路使 $U_o \approx 0$ 时, R_3 上的压降迅速增大, 使 VT₁ 导通, R_1 、 IC_2 中的 LED、VT₂ 的 CE 结就形成通路, 使 LED 发光, 维持 I_o 不变。 R_3 的作用是设定最大输出电流值, $R_3 = 0.6V / I_{OM} = 0.6V / 1.1A \approx 0.5\Omega$, 取 R_5 为 0.6Ω , R_3 和 R_5 均取 1W 的电阻。

⑥ 模块电路的输出特性。电池充电器模块具有恒压/恒流输出特性, 其曲线如图 18.49 所示。当 $I_o < 1.13A$ 时为恒压输出, 此时的负载电流较小, R_3 上的压降低, VT₁ 始终处于截止状态, 电流环不起作用; 当 $I_o > 1.13A$ 时, 电路进入恒流压, 所设定的限流阈值为 1.2A。

⑦ 高频变压器。高频变压器 T 采用 EE22 磁心。一次绕组 N_p 用 $\phi 0.25$ 漆包线绕 56 匝; 输出绕组 N_s 用两股 $\phi 0.33$ 的三重绝缘双线并绕 6 匝; 反馈绕组 N_F 用 $\phi 0.25$ 漆包线绕 8 匝。一次绕组电感量 $L_p = 475\mu H$ (允许 $\pm 10\%$ 的误差), 最大漏感量为 $L_{po} = 35\mu H$ 。

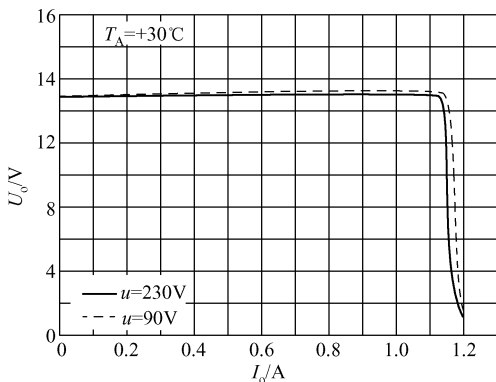


图 18.49 通用电池充电器模块的输出特性

⑧ R_T 和 $R_7 \sim R_9$ 组成温度检测电阻, R_T 选用 Philips 公司生产的 2322-640-54470 型热敏电阻, $T_A = 25^\circ C$ 时阻值为 $4.7k\Omega$, 也可选用 $T_A = 25^\circ C$ 阻值为 $4.7k\Omega$ 的其他型类的热敏电阻; $R_7 \sim R_9$ 的允许误差为 $\pm 0.5\%$; R_{10} 的允许误差为 $\pm 1\%$, IC_2 的 U_{REF} 的允许误差为 $\pm 0.5\%$, 按此要求选用这些元件。

(3) 将模块输出电压 U_o 设计为 9V、输出功率为 10W 的设计方法

如何设计所需要的输出电压和功率呢? 这是设计者和使用者所关心的问题。其实在前面介绍的电路上稍微改动即可: 将 VT₂、 R_{11} 、 R_{12} 除掉; 确定 R_7 、 R_T 、 R_8 和 R_9 之值。

令 $R_9 = 10k\Omega$ 、 $R_7 = 4.7k\Omega$ 、 $R_T = 4.7k\Omega$ 。TL431 的基准电压 $U_{REF} = 2.50V$, 因为 U_{REF} 端为运算放大器的输入端而不吸入电流, 故通过 R_9 的电流为 $2.50V / 10k\Omega = 0.25mA$, 通过 $(R_7 // R_T) + R_8$ 支路的电流也为 $0.25mA$, $R_7 // R_T = 2.35k\Omega$ 上的压降为 $2.35k\Omega \times 0.25mA = 0.6V$; R_8 上的压降为 $(9 - 0.6 - 2.50)V = 5.9V$, 因此, $R_8 = 5.9V / 0.25mA = 23.6k\Omega$ 。

只要取 $R_7 = 4.7k\Omega$ 、 $R_T = 4.7k\Omega$ 、 $R_8 = 23.6k\Omega$ 、 $R_9 = 10k\Omega$ 即可达到 $U_o = 9V$ 的要求。

输出功率 $P_o = 9V \times 1.1A = 10W$ 。

(三) 250W DC/DC 变换开关电源

由 TOP249Y 为核心的 250W DC/DC 变换式开关电源电路如图 18.50 所示。

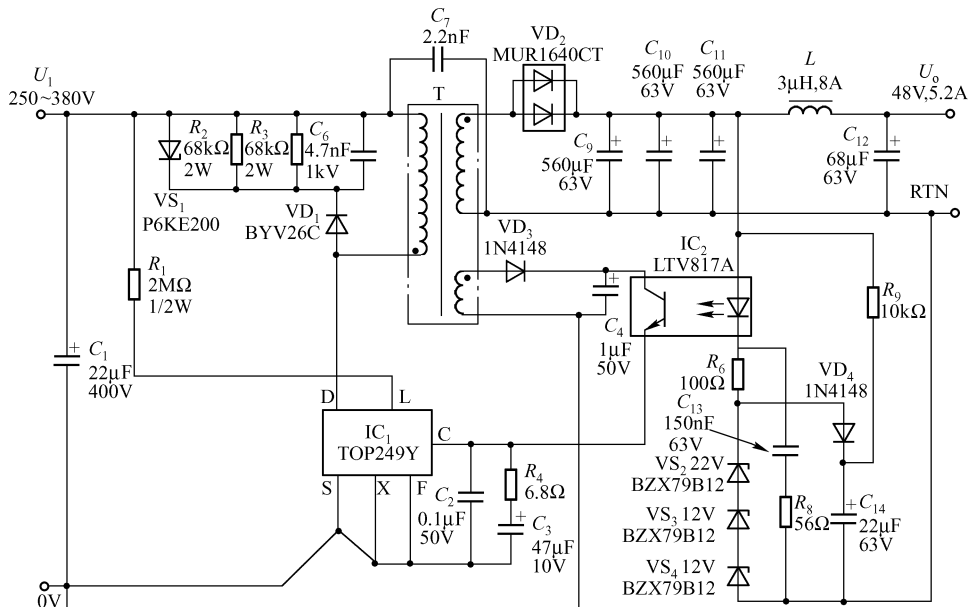


图 18.50 250W 开关电源电路

1. 电路特点

直流输入电压范围为 250 ~ 380V，输出电压为 48V，输出电流为 5.2A，电源效率 $\eta = 84\%$ 。

2. 电路分析与设计

① TOP249Y 工作于它的功率上限，因此，需将 X 端与源极 S 短接，把极限电流设定为内部最大值，即 $I_{LIMIT} = I_{LIMIT(max)} = 5.8A$ （查表 18.15）。

② 在直流高压端 U_1 与 L 端之间接电阻 $R_1 = 2M\Omega$ ，即为欠电压/过电压保护电阻，当 $U_1 > 450V$ 时，TOP249Y 关断，电路停止工作，直至电压恢复正常才工作，有效地防止元器件损坏。

③ C_1 为高频滤波电容，可抑制从输入端引入的电磁干扰，选 C_1 容量为 $150\mu F$ ，耐压 400V 以上。

④ 高频变压器 T 的一次绕组电流较大，需采取下列措施：

- 应使一次绕组的漏电感较小，变压器一次与二次绕组间增加屏蔽层，将漏感降至最小。
- 钳位保护电路 VS_1 (P6KE200) - VD_1 (BYU26C) 中的 VS_1 并联 R_1 、 R_3 、 C_6 构成保护功能完善的 $VS-R-C$ 型钳位吸收电路，以便吸收掉漏感上的较大磁场能。正常工作时 VS 损耗很小，漏磁能量主要由 R_2 和 R_3 分担。VS 的作用是限制启动或过载情况下的尖峰电压，确保 TOP249Y 内部 MOSFET 的漏极 D 的电压低于 700V。

- 输出绕组 N_s 经 VD_2 整流, C_9 、 C_{10} 和 C_{11} 滤波, 再经 L 、 C_{12} 滤除开关噪声之后, 获得稳定的直流输出电压 U_o 。 $C_9 // C_{10} // C_{11}$ 可减小它们的等效电感。
- 输出电压 U_o 的确定。选择稳压管 VS_1 、 VS_2 和 VS_3 的稳压值分别为 22V、12V 和 12V, 稳定电流为 $I_Z \approx 10\text{mA}$ 。它们串联后的总稳压值 $U_Z = 46\text{V}$; 光耦合器中的 LED 正向压降约为 1V, R_6 上的压降约为 $0.01\text{A} \times 100\Omega = 1\text{V}$, 故输出电压 $U_o = U_Z + U_F + U_{R6} = (46 + 1 + 1)\text{V} = 48\text{V}$ 。 R_6 为 LED 的限流电阻。

如若设计其他的稳压值, 可选用不同稳压值的稳压管或不同个数稳压管, 以及不同值的 R_6 。

- 软启动电路。二极管 VD_4 和电容 C_{14} 构成软启动电路。接通电源瞬间, 由于电容 (C_{14}) 上的电压不能突变, 相当于短路, 故 VD_4 的阴极接地而导通, 此时稳压管 $VS_1 \sim VS_3$ 不能工作。当 C_{14} 充电结束后, C_{14} 相当于开路, VD_4 截止, 输出电压才逐步建立起来。掉电后, C_{14} 上的电荷经 R_9 泄放掉。
- $C_{13} - R_8$ 为频率补偿元件。
- 必须给 TOP244Y 安装散热面积足够大的散热器, 使之结温不超过 110°C 。

第五节 MAX1771 开关电源应用电路

一、MAX1771 简介

MAX1771 升压开关电源输入电压范围为 $2 \sim 16.5\text{V}$; 输出电压可预置 12V 或利用 2 个电阻调节; 最大供电电流为 $110\mu\text{A}$, 最大关断电流为 $5\mu\text{A}$; 在低压输入情况下具有较高的效率, 可达 90%; 在满载条件下能减小噪声; 开关频率高达 300kHz 。

MAX1771 可驱动外接 N 沟通 MOSFET 开关, 其输出功率可达 24W。

与 MAX1771 相似的器件有 MAX770 ~ MAX773。若需要较小功率可使用 MAX756/MAX757 或 MAX761/MAX762 等升压开关。

二、MAX1771 的应用领域

MAX1771 可应用于闪速存储编程器、掌上/手持终端、高效 DC/DC 转换、电池应用、正 LCD 偏置发生器、便携式通信等。

三、MAX1771 的引脚功能

MAX1771 的引脚功能见表 18.16。

表 18.16 MAX1771 的引脚功能

引 脚 号	符 号	功 能
1	EXT	驱动端, 外接 N 沟通场效应管 MOSFET
2	U_+	电源端, 当处于自举模式时, 也是电压敏感点
3	FB	处于可调输出状态时为反馈输入端, 当 FB 接至地时为固定输出模式, 利用电阻分压网络可以调制输出电压

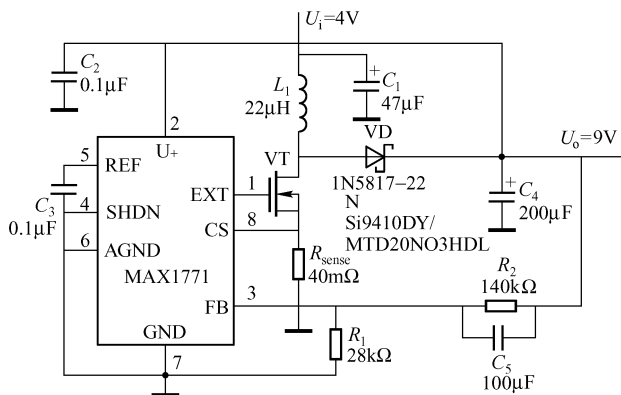


图 18.53 自举式预置 9V 输出电压的直流升压电路

2. 非自举式

集成电路 IC 从输入端 U_+ 得到供电电源，以最小的供电电源电压工作。在这种模式下，FB 是输出电压的敏感点。由于施加到外接功率管栅极上的电压摆幅减小了（栅极摆幅从 U_+ 到地电位），因此功率管的开启电阻在低输入电压情况下增大了。然而，由于 U_+ 处于较低的电压下，和外接 MOSFET 栅极电容充放电消耗较小的能量，故整个电路的供电电流也减小了。当使用外接反馈电阻时，最小的输入电压为 3V。

五、设计步骤

1. 设定输出电压

为了设定输出电压首先要确定工作模式，可选择自举式或非自举式，自举式提供较大的输出电流，而非自举式提供的输出电流较小。

2. 预置输出电压 U_o 。

选用 MAX1771，它的输出电压可以用外接电阻 R_1 和 R_2 进行调节（可从较高电压下调至 3V）， R_1 为反馈电阻，其范围为 $R_1 = 10 \sim 500\text{k}\Omega$ ， R_2 由下式确定：

$$R_2 = R_1 \left(\frac{U_{\text{OUT}}}{U_{\text{REF}}} - 1 \right)$$

式中， U_{REF} 为参考电压， $U_{\text{REF}} = 1.5\text{V}$

预置输出电压，需将 FB 接 GND 或 FB 经 R_1 接 GND。

例如，令 $R_1 = 28\text{k}\Omega$ ，预置 $U_o = 9\text{V}$ ，则

$$R_2 = 28 \left(\frac{9}{1.5} - 1 \right) \text{k}\Omega = 140\text{k}\Omega$$

也可以取 $R_1 = 27\text{k}\Omega$ （系列电阻额定值）， R_2 取 $135\text{k}\Omega$ （非系列电阻额定值）。

3. 确定 R_{sense}

图 18.54 给出了利用理论输出曲线选择敏感（检测）电阻的方法。

R_{sense} 主要用来限制肖特基二极管 VD_1 的平均电流。例如，利用图 8.54（b）所示曲线，在 $U_o = 12\text{V}$ 时， $U_i = 4\text{V}$ ， $I_{\text{omax}} = 0.5\text{A}$ 时的 R_{sense} 值小于 $50\text{m}\Omega$ ，实际少取十几毫欧，故取

$R_{\text{sense}} = 40\text{m}\Omega$ 。

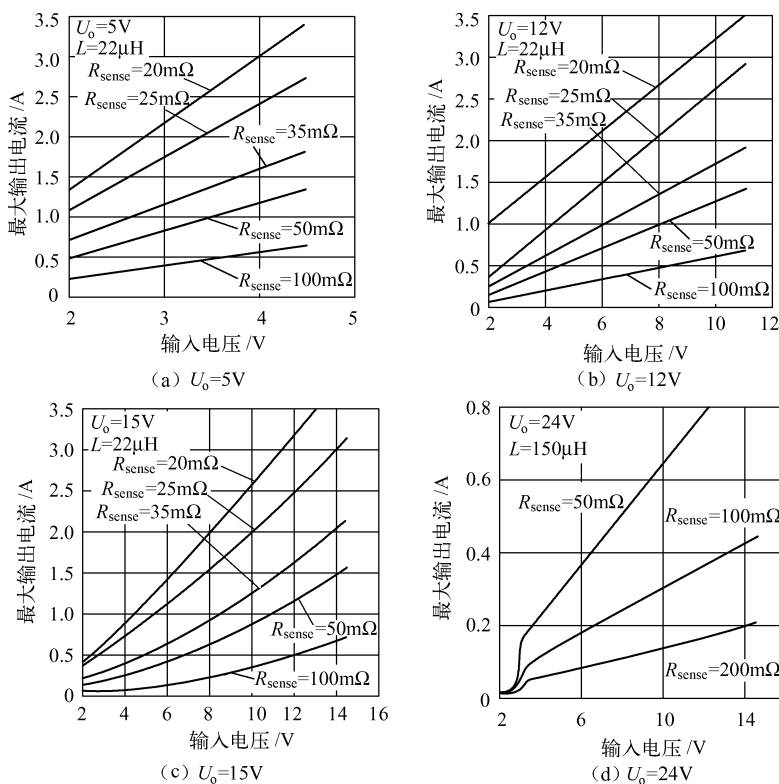


图 18.54 利用理论输出曲线选择敏感（检测）电阻

4. 确定电感器的电感值

实用的电感器的取值范围为 $10\mu\text{H} \sim 300\text{mH}$ ，大多数应用最好的选值为 $22\mu\text{H}$ 。如果需要其他的电感值，可按下式确定：

$$L \geq \frac{U_{\text{imax}} t_{\text{ONmin}}}{I_{\text{Lim}}}$$

式中， t_{ONmin} 为 MOSFET 管的最小开关时间，约为 $2\mu\text{s}$ ； I_{Lim} 为最小输出电流。

较大的电感值将导致起升时间的轻微增加。

推荐使用铁氧体磁心电感器，在高开关频率下，不推荐使用铁粉磁心电感器。为了得到较高的效率，常使用直流电阻较低的电感线圈，最好在 $20\text{m}\Omega$ 以下。

第十九章 微型单片开关电源电路的设计

本章介绍美国 PI 公司生产的微型化单片开关电源芯片，有 TingSwitch - II、LikSwitch、LinkSwitch - TN 和 LinkSwitch - HF 四个系列产品，这些产品适于制作高效率、低成本、微型化的功率开关电源。

第一节 TingSwitch - II 系列微型单片开关电源电路的设计

TingSwitch - II 系列为第二代增强型隔离式（需用高频变压器）微型单片开关电源集成电路，它们适于制作功率开关电源，如手机电源充电器、PC 待机电源、彩色电视机待机电源、交流电源适配器等。

一、产品简介

1. TingSwitch - II 产品分类及性能

(1) 分类

TingSwitch - II 系列产品包括 TNY264P/G、TNY266P/G ~ TNY268P/G 共 4 种型号。

(2) 性能特点

TingSwitch - II 系列有以下主要特点：

① 功耗较低、电源效率高，当 $u = 265\text{V}$ 时，空载芯片功耗低于 50mW ， $P_{\text{omax}} = 10\text{W}$ (TNY255P/G 型)； $P_{\text{omax}} = 23\text{W}$ (TNY268P/G 型)。

② 开关频率从 44kHz 提高至 132kHz ，可使用较小磁心（如 EE13 型），减小高频变压器体积，提高电源效率。

③ 增加了自动重启计数器、极限电流状态检测电路和输入欠电压检测电路。可利用一只检测电阻设定输入电压的欠电压阈值。发生输出短路、控制环开路或掉电故障时，均能保护芯片不受损坏。

④ 芯片具有双功能引出端 EN/UV（使能/欠电压端）。正常工作时由此端控制内部功率 MOSFET 的通、断，该端还可用于输入欠电压检测信号。

⑤ 芯片具有开关频率抖动功能，能滤除高频变压器产生的音频噪声，防止电源的开关噪声，能快速上电而无过冲现象。

⑥ 在旁路端增加了电压钳位保护电路，内部设有钳位用的 6.3V 稳压管，允许器件从一次侧的辅助绕组获得能量，从而降低了芯片的功耗。

2. TingSwitch - II 的引脚功能

TingSwitch - II 系列单片开关电源采用 DIP - 8（双列直插）或 SMD - 8（表面安装）封

装形式, 其引脚排列如图 19.1 所示。各引脚的功能如下:

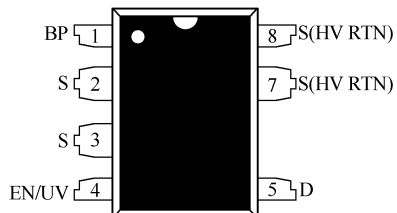


图 19.1 TingSwitch - II 系列的引脚排列

① D 为芯片内部功率 MOSFET 的漏极引出端。

② S 为芯片内部功率 MOSFET 的源极, 4 个源极在芯片内部是相连的, 有 4 个 S 引出端。

③ BP (BYPASS) 为旁路端, 该端与地 (S 极) 之间接一只 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容。

④ EN/UV (使能/欠电压) 端, 该端具有双功能。正常工作时, 该端控制内部功率 MOSFET 的通、断, 当 EN/UV 端输出电流 $I_{\text{FN}} \geq 50\mu\text{A}$ 时, 使能电路输出低电

平将 MOSFET 关断。该端还可用于输入欠电压检测, 方法是, 将一只 $2\text{M}\Omega$ 电阻跨接于 U_1 与 EN/UV 端, 未接电阻无此功能。EN/UV 由光耦合器驱动。

二、TingSwitch - II 系列芯片的应用电路设计

1. TingSwitch - II 典型应用电路

图 19.2 所示是一个最简单的典型 TingSwitch - II 系列应用电路。

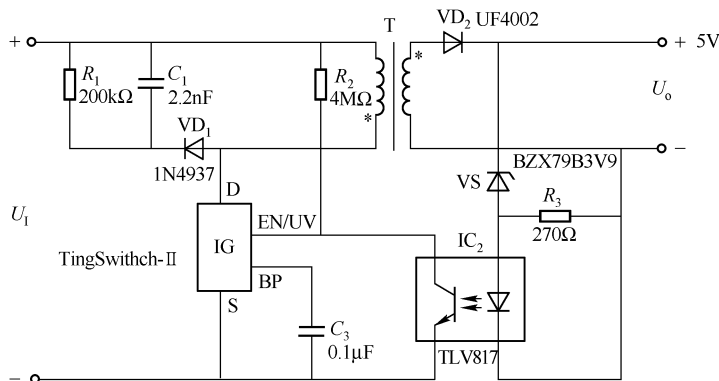


图 19.2 TingSwitch - II 的典型应用电路

电路设计分析如下:

① R_1 、 C_1 和 VD_1 组成钳位保护电路, 可将漏极关断时产生的尖峰电压限定于安全范围之内, 可取 $R_1 = 200\text{k}\Omega$, $C_1 = 2.2\text{nF}$, VD_1 采用 1N4937。

② 输入电压检测电阻 R_2 取 $4\text{M}\Omega$ 。

③ 旁路电容 C_3 , 一般取 $0.1\mu\text{F}$ 。

④ 输出整流滤波电路由 VD_2 和 C_2 组成, 可获得稳定的直流输出电压 U_o 。可取 $C_2 = 100\mu\text{F}$, VD_2 选用 1N5819 快恢复二极管。

⑤ 光耦合器反馈电路由稳压管 VS 和光耦合器 IC_2 组成, R_3 是稳压管的限流电阻。当 U_o 变化时, 光耦合器中红外 LED 的工作电压也随之变化, 使其电流产生变化, 致使受光管的电流变化, 于是 EN/UV 端电流变化, 进而控制功率 MOSFET 的通、断实现了调节 U_o , 使其保持不变。

2. 2.5W 恒流/恒压输出手机电池充电器

由 TNY264 构成的 5V/0.5A (2.5W) 手机电池充电器电路如图 19.3 所示, 其输入电压

$u = 85 \sim 265\text{V}$ ，为世界通用电压。

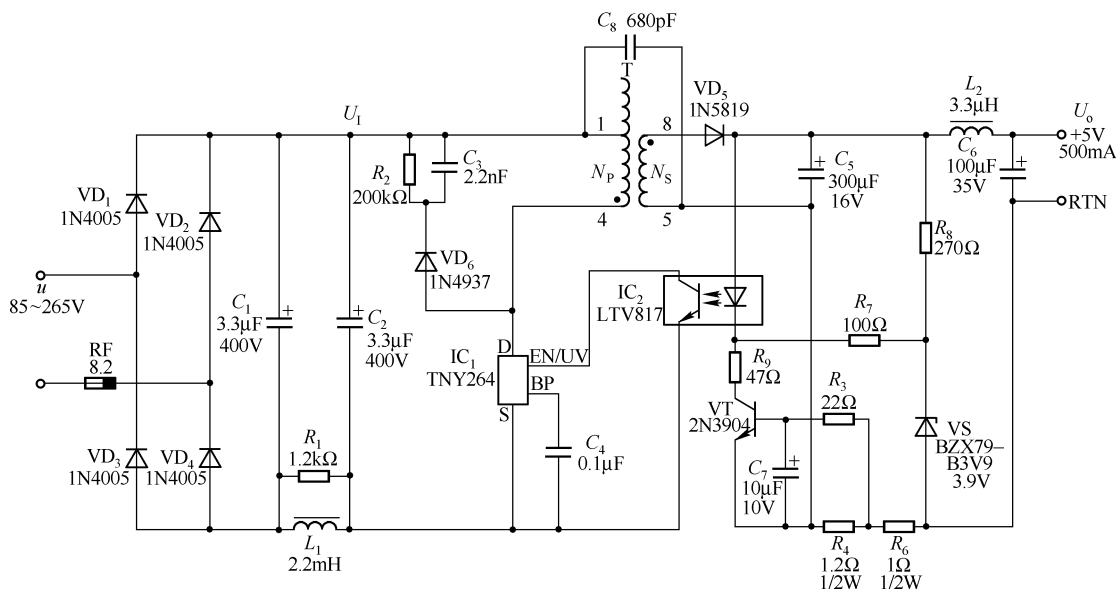


图 19.3 2.5W 恒流/恒压输出手机电池充电器电路

电路设计分析如下：

- ① $VD_1 \sim VD_4$ 组成桥式整流桥，可选用 1N4007 或 1N4005 二极管。
- ② $L_1 - C_1$ 、 C_2 组成 π 形滤波器，其输出电压为 U_1 ， R_1 为 L_1 的阻尼电阻。
- ③ VD_6 、 C_3 和 R_2 组成钳位保护电路，将 MOSFET 关断时加在 D 极上的尖峰电压限制在安全范围之内。

④ 电压/电流控制环节以及输出电压 U_o 的设计。光耦合器 IC_2 内的红外 LED 和 VS 组成了电压控制环，VT、电流检测电阻和光耦合器 IC_2 组成了电流控制环。当输出电流 $I_o < 500\text{mA}$ 时，电压环工作，晶体管 VT 截止。二次绕组电压经 VD_5 、 C_5 和 C_6 整流滤波后获得约 5V 的输出电压，输出 $U_o = U_F + U_Z = 1\text{V} + 3.9\text{V} \approx 5.0\text{V}$ ， U_F 为光耦合器中红外 LED 的正向电压， U_Z 为稳压管的稳压值。

如若需要设计不同的输出电压，可选择不同稳压值的稳压管来确定 U_o 的大小（但需满足 $U_{NS} > U_1 + U_F$ ）。

当 I_o 接近或大于 500mA 时，由于 R_4 上的压降升高，使 VT 的 U_{BE} 升高，VT 进入放大区，此时电流环起作用，输出呈恒流特性，此时，即使输出发生短路，使 I_o 上升，导致 U_o 逐渐趋于 0，由于 $U_{R6} + U_{R4} \approx 1.2\text{V}$ ，仍能维持 VT 和光耦合器中的 LED 正常工作。 R_3 为基极限流电阻。

⑤ TNY264 具有频率抖动特性，可使用简单的滤波器和低价的安全电容 C_8 （简称 Y 电容）来抑制电磁干扰（EMI），经高频变压器一次、二次侧加屏蔽层也有助于抑制 EMI。

3. 15W（或 10W）PC 待机电源

输出功率 15W 的 PC 待机电源电路如图 19.4 所示。

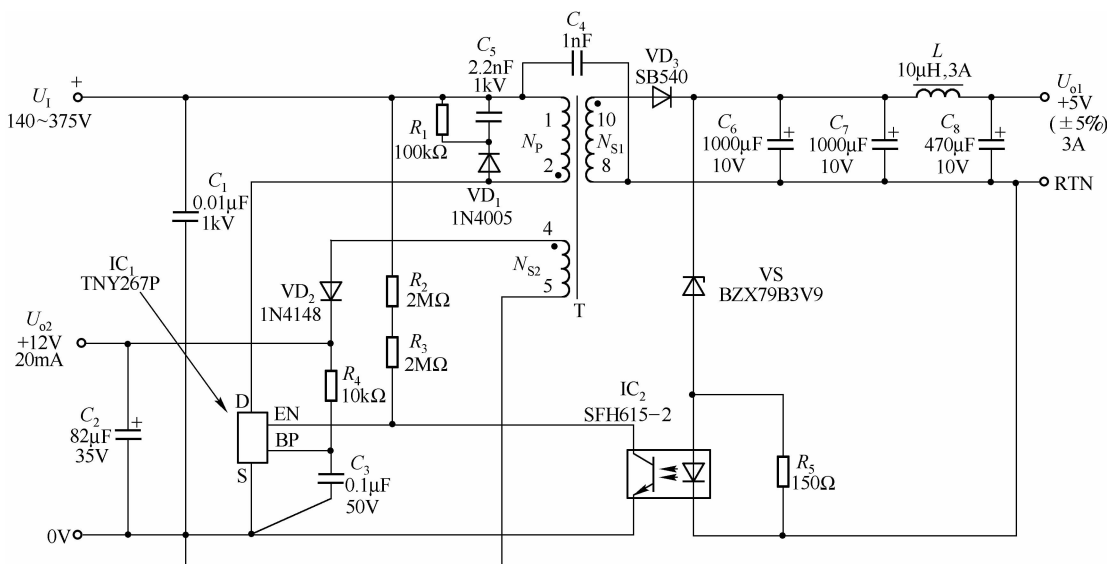


图 19.4 15W PC 待机电源电路

该电路有以下特点：

① 电路有两路输出，主输出为 5V、3A；辅助输出为 12V、20mA。总功率为 15.24W，电源效率为 78%。

② 直流输出电压为 140~375V，其交流输入电压为 230V ± 15% 或 110V/115V 倍压输入。

③ 当输入电压低于欠电压值时，TNY267P 自动关断，起到保持作用。仅当输入电压高于欠电压阈值时才工作。（ $R_2 + R_3$ ）为欠电压阈值设定电阻，取值 4MΩ。欠电压设定值为 200V，整流后的直流高压 U_1 必须大于 200V 才能开启电源。一旦开启电源，电路持续工作，当 U_1 降至 140V 才关机。

④ 二次侧输出经 VD_3 、 C_6 整流滤波，传输至 L 、 C_7 构成的输出滤波器滤除开关噪声， L 应选用 3A 的 10μH 磁心电感；一次侧辅助输出经 VD_2 、 C_2 整流滤波获得 12V 电压，但输出电流仅为 20mA。

若将上述电路中的 L 改为 2A 的 10μH 磁心电感，开关电源芯片改为 TNY266P，则电路的主输出成为 5V、2A。

第二节 LinkSwitch 系列微型节能单片开关电源电路的设计

LinkSwitch 系列是美国 PI 公司生产的微型节能单片开关电源芯片，它是微型、节能、恒压/恒流三端单片集成电路，可以取代 4W 以下小功率线性稳压电源芯片。

一、产品简介

1. LinkSwitch 产品分类及性能特点

(1) 分类

LinkSwitch 系列产品包括 LNK500、LNK501 和 LNK520 三种型号。

(2) 性能特点

LinkSwitch 系列具有以下主要特点:

① 芯片内的功率 MOSFET 的漏极 D 击穿电压达 700V, 内部还有 PWM 控制器、高压启动、电流限制和过热保护电路。LNK500/501 构成的开关电源具有恒压/恒流输出, 由该芯片制作的充电器充电时工作在恒流区, 完成充电后自动输入恒压区。充电过程中, 如果负载短路, 输出电压降至 2V 以下, 自动进入重启动, 此时的输出功率仅为额定值的 8%, 确保电源不被损坏。

② LNK500/501, 当 $u = 85 \sim 265\text{V}$ 时, $P_{\text{omax}} = 3\text{W}$; $u = 230\text{V}$ 时, $P_{\text{omax}} = 4\text{W}$ 。对于 LNK520, $P_{\text{omax}} = 4.2\text{W}$ 。

③ 具有过热保护、过电流保护、输出短路时的过载保护、开路故障保护和软启动等保护功能。

④ 节能。该系列符合 Blue Angel (蓝精灵)、Energy Star (能量之星) 和 EC (欧共体) 等国际节能标准。例如, 和线性稳压电源相比, 其功耗可降低 70%; 当 $u = 265\text{V}$ 时, 空载时的功耗低于 300mW; 当 $P_o = 3\text{W}$ 时 $\eta = 75\%$ 。

⑤ 极限电流 $I_{\text{LIMIT}} = 254\text{mA}$, $R_{\text{DS}} = 28\Omega$, $D_{\text{max}} = 77\%$ 。

⑥ 过热保护启动温度为 135°C , 当温度降至 70°C 时芯片才恢复正常工作。

2. LinkSwitch 的引脚功能

LNK500/501/520 采用 DIP-8 或 SMD-8 (表面贴片) 封装, 引脚排列如图 19.5 所示。事实上, 芯片只有 3 个引出端, 控制端 C、源极 S (5 个 S 极在内部相连) 和漏极 D。各引脚的功能如下:

① D 为芯片内部功率管 MOSFET 的漏极引出端。

② S 为芯片内部功率管 MOSFET 的源极引出端, 共有 5 个, 内部相连。LinkSwitch 的 S 端要接高压返回端, 它属于高压端 (而 TOPSwitch-II 的 S 端则接高压返回端 HV RNT)。

③ C 为控制端, 由外电路进行控制。

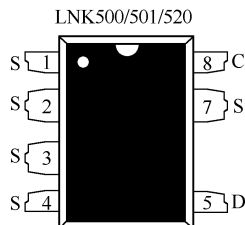


图 19.5 LNK500/501/520 的引脚排列

二、LinkSwitch 系列芯片的应用电路设计

1. 恒压/恒流充电器电路设计举例

由 LNK501 为核心的恒压/恒流充电器电路如图 19.6 所示, 该电路简单、价格低廉。下面以该电路的模式介绍电路的设计方法。

(1) 高频变压器设计

① 按设计要求, 令 $U_o = 5.5\text{V}$, $I_o = 500\text{mA}$ 。

② 确定磁心, 采用 EE13 磁心。

③ 确定高频变压器一次、二次绕组的匝数。先确定二次输出绕组匝数 N_s , 按 $2 \sim 3$ 匝/V 设计, $N_s = 5.5\text{V} \times (2 \sim 3) \text{匝/V} = 11 \sim 16.5$ 匝, 取 $N_s = 15$ 匝。

④ 按公式 $N_p/N_s = U_{\text{OR}}/U_{\text{SRMS}}$ 确定 N_p 。 $N_p = (U_{\text{OR}}/U_{\text{SRMS}}) N_s$, U_{OR} 为一次绕组的感应电压, U_{OR} 的允许值为 $U_{\text{OR}} = 40 \sim 60\text{V}$, 适当降低 U_{OR} 可减少电源功耗, 增大 U_{OR} 会增加空载功率。初步取 $U_{\text{OR}} = 50\text{V}$; U_{SRMS} 为二次绕组上的有效值电压, $U_{\text{SRMS}} = U_o + U_{\text{RS}} + U_{\text{RCABLE}} + U_{\text{D}}$ 。

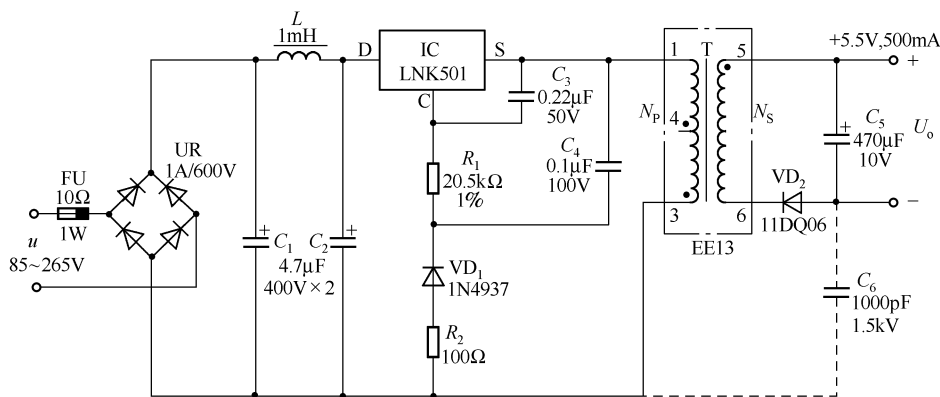


图 19.6 由 LNK501 构成的恒压/恒流电池充电器电路

U_{RS} 为二次绕组固有电阻 R_S ($\approx 0.15\Omega$) 上的压降, $U_{RS} = I_P R_S = I_{LIMIT} R_S = 0.254A \times 0.15\Omega = 0.04V$; U_{RCABLE} 为电源输出引线电阻 R_{CABLE} ($\approx 0.3\Omega$) 上的压降, $U_{RCABLE} = I_O R_{CABLE} = 0.5A \times 0.3\Omega = 0.15V$; U_D 为输出整流管上的正向压降, 其最大值 $U_D = 0.7V$, 则

$$U_{SRMS} = 5.5V + 0.04V + 0.15V + 0.7V = 6.4V$$

故 $N_P = (50/6.4) \times 15 = 117$ 匝, 高频变压器一次绕组用 $\phi 0.16$ 漆包线绕 116 匝; 二次绕组用 $\phi 0.25mm$ 漆包线绕 15 匝。

⑤ 计算一次绕组电感 L_P

$$L_P = 2P_{OP}K/(I_{LIMIT}^2 f)$$

式中, P_{OP} 为峰值功率, $P_{OP} = P_o + P_{CABLE} + P_{DIODE} + P_{BIAS} + P_{S(C)} + 0.5P_{CORE}$ 。 P_o 为输出功率; P_{CABLE} 为引出线的功耗; P_{DIODE} 为钳位二极管 VD_1 的功耗, $P_{DIODE} = U_D I_o$; $P_{BIAS} = U_{OR} I_{DCT}$, I_{DCT} 为控制端电流阈值; $P_{S(C)}$ 为输出绕组的铜损, $P_{S(C)} = I_{SRMS}^2 R_S$; P_{CORE} 为变压器磁心损耗, $P_{CORE} \approx 0.1W$ 。因此, $P_{OP} = U_o I_o + I_o^2 R_{CABLE} + U_D I_o + U_{OR} I_{DCT} + I_{SRMS}^2 R_S + 0.5P_{CORE} = (5.5 \times 0.5 + 0.5^2 \times 0.3 + 0.4 \times 0.5 + 50 \times 0.0023 + 0.254^2 \times 0.15 + 0.5 \times 0.1)W = 3.2W$; f 为开关电源芯片 LNK501 的开关频率, $f = 42kHz$; K 为修正系数, $K = 1.00 \sim 1.05$, 取 $K = 1.02$, 所以有

$$L_P = 2 \times 3.2 \times 1.02 / (0.254^2 \times 42000)H = 2.4mH$$

2. 电路设计

该恒压/恒流充电器电路主要包括五部分: ①反馈电路; ②钳位保护电路; ③偏置电路; ④输出整流滤波电路; ⑤输入整流滤波电路。下面分别介绍。

(1) 反馈电路

反馈电阻 R_{FB} 组成反馈电路, 有

$$R_{FB} = (U_{FB} - U_{C(DCT)})/I_{DCT}$$

式中, U_{FB} 为反馈电压, $U_{FB} = U_{OR} + U_{LO}$, U_{OR} 要进行计算, U_{LO} 为漏感电压。

$$U_{OR} = (N_P/N_S) U_{SRMS} = N_P/N_S \times (U_o + I_o R_{CABLE} + U_D + I_{SP} R_S)$$

式中, $U_o = 5.5V$; $I_o = 0.5A$; $R_{CABLE} = 0.3\Omega$; U_D 为输出整流管正向压降, 采用肖特基二极管, $U_D = 0.2 \sim 0.7V$, 取 $U_D = 0.4V$; I_{SP} 为二次侧峰值电流, $I_{SP} = (N_P/N_S) I_P = (N_P/N_S) I_{LIMIT} = (116/15 \times 0.254)A = 1.96A$; $R_S = 0.15\Omega$ 。

故 $U_{OR} = 116V/15 \times (5.5 + 0.5 \times 0.3 + 0.4 + 1.96 \times 0.15) = 49.1V$

U_{LO} 与漏感、钳位电容尺寸及钳位二极管类型有关, 当漏感 $L_0 = 50\mu H$ 时, 可取 $U_{OL} \approx 5V$, $U_{FB} = (49.1 + 5)V = 54.1V$; $U_{C(DCT)}$ 为控制端电压阈值, $U_{C(DCT)} = 5.6V$; I_{DCT} 为控制端电流阈值, $I_{DCT} = 2.3mA$ 。因此有

$$R_{FB} = (54.1 - 5.6)V/0.0023A = 21k\Omega$$

实际选取 $R_{FB} = 21k\Omega$, 功率为 $0.25W$, 误差为 $\pm 1\%$ 。此时输出电压 $U_o \approx 5.5V$ 。

(2) 钳位电路

钳位保护电路由二极管 VD_1 、钳位电容 C_4 及钳位电阻 R_{LF} 组成。 VD_1 应采用耐压至少为 $600V$ 的快恢复二极管或超快恢复二极管, 本例选用 1N4937 型 $1A/600V$ 快恢复二极管。

(3) 偏置电路

偏置电路由 C_3 组成, 它跨接于 LNK501 的 C 端与 S 端, 取 C_3 为 $0.22\mu F/50V$ 。如果电源接的是纯电阻负载或恒流负载, C_3 应取 $1\mu F/50V$, 电解电容或陶瓷电容均可。

(4) 输出整流滤波电路

输出整流管 VD_2 要选用正向压降小的肖特基二极管。若作为电池充电器主要用于恒流输出, 选用正向压降较大的快恢复或超快恢复二极管也可达到线性恒流特性。输出整流管的最高反向峰值电压 $U_{(BR)S}$ 必须满足

$$U_{(BR)S} \geq U_{Imax} (N_S/N_P) + 1.5U_o$$

式中, U_{Imax} 为直流输入电压的最大值。输出管的额定电流按 $2I_o$ 选择。 C_5 应选择等效串联电阻 (ESR) 很小的电容。

(5) 输入整流滤波电路

交流输入端的过电流保护采用熔断电阻器 FU, 其阻值不要超过 10Ω ; 不得用普通电阻代替熔断电阻, 否则熔断时会产生火花。整流桥应选用 $1A/600V$ 二极管。

FU、 C_1 、 L_1 和 C_2 组成抗电磁干扰 (EMI) 滤波器, FU - C_1 组成第一级 EMI 滤波器; L_1 - C_2 组成第二级滤波器。它们能有效地抑制传导噪声。 L_1 选用 $680\mu H \sim 2.2mH$ 电感, 并允许通过 $80mA$ 以上的电流, 本例取 $L_1 = 1mH$ 。

2. 带有光耦合器的 LinkSwitch 的电池充电器电路

带有光耦合器的 LinkSwitch 的电池充电器电路如图 19.7 所示。和前面的应用电路相比,

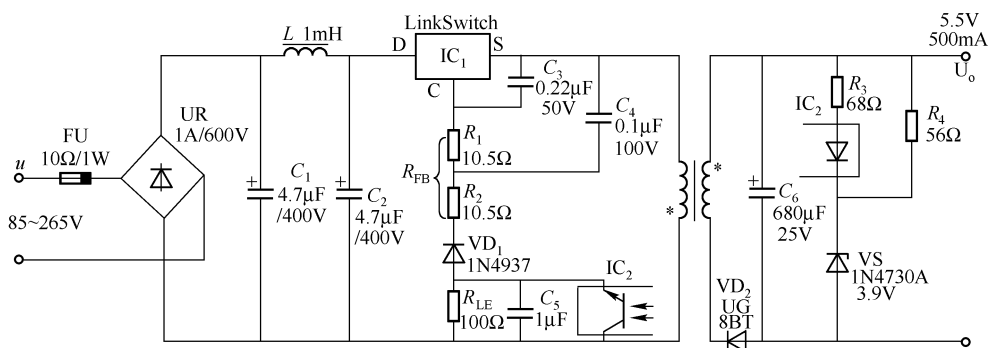


图 19.7 带有光耦合器的 LinkSwitch 的电池充电器电路

电路增加了一个光耦合器和一个稳压管, 电路能在整个负载范围内改善恒压特性, 在稳压管稳压值存在 $\pm 2\%$ 误差时, 输出电压 U_o 的偏差可控制在 $\pm 5\%$ 以内。

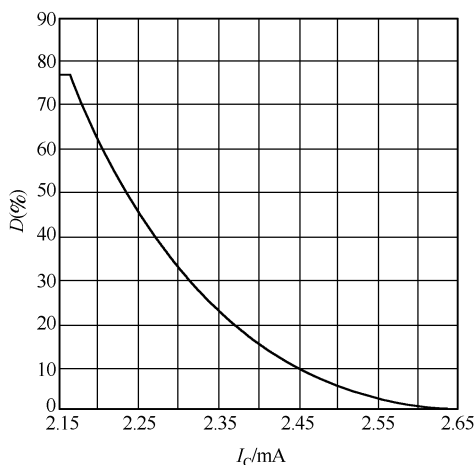
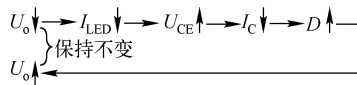


图 19.8 占空比 D 与控制端电流 I_C 的关系曲线

反馈电阻 R_{FB} 被等分两部分 R_1 与 R_2 , 它们组成分压器, 用来限制光耦合器 IC_2 中的光敏管的电压 U_{CE} 。如果输出 U_o 发生变化, 通过光耦合器中红外 LED 中的电流 I_{LED} 也发生变化, 使光敏管的电压 U_{CE} 变化, 也就改变了 R_1 上的直流压降, 进而控制了 IC_1 的控制极 C 电流 I_C 的大小, 也就改变了占空比 D 的大小, 最后使 U_o 保持不变。过程的示意图如下:



占空比 D 与 LinkSwitch 控制极 C 的控制电

流 I_C 的关系如图 19.8 所示。

第三节 LinkSwitch – TN 系列微型节能单片开关电源的设计

LinkSwitch – TN 系列是美国 PI 公司近来开发的非隔离式、节能型单片开关电源, 它是四端器件, 可取代常用的小功率线性稳压电源, 省略了电源变压器, 大大减小了体积, 降低了成本, 并克服了阻容降压降低负载能力的缺点。此系列芯片用途广泛, 下面详细介绍。

一、产品简介

LinkSwitch – TN 系列包含 LNK304P/G、LNK305P/G 和 LNK306P/G 共 6 种型号。最大输出电流为 360mA, 适用于许多电器, 特别是家用电器的控制电源和 LED 驱动电路。

1. LinkSwitch – TN 的性能

① 输入电压范围宽 (AC 85 ~ 265V), 可在世界各地应用, 具有良好的电压调整率和负载调整率, 可连续工作、非连续工作, 但多数选用非连续工作模式。

② 外围元器件少 (仅需 15 个元器件), 不用高频变压器, 可构成非隔离式、节能开关电源, 不用阻容降压, 可提高功率因数。

③ 保护功能完善。内部具有过热保护 (上限为 142°C , 当超过 142°C 时, 使功率 MOSFET 关断, 直至温度降至 75°C 时才恢复工作)、限电流保护 (当 $I_D > I_{LIMIT}$ 时 MOSFET 便停止工作)、过载保护 (出现过载、输出短路或开路故障时芯片立即进入自动重启阶段, 将输出功率降至 $6\% P_{OM}$, 至故障排出后才恢复正常工作)。

④ 抗干扰能力强。可降低电磁干扰, 可减小 EMI 滤波器的功耗。

⑤ 使用灵活。可设计成 Buck 电路 (正压输出的降压式电路), 也可设计成 Buck – boost 电路 (负压输出的降压式或升压式电路)。

2. LinkSwitch – TN 的引脚排列及其功能

(1) 引脚排列

LNK304P、LNK305P 和 LNK306P 为 8 脚双列直插式 (DIP – 8), LNK304G、LNK305G 和 LNK306G 为表面安装式 (SMD – 8), 它们的引脚排列如图 19.9 所示。

(2) 引脚的功能

① 漏极 D。D 引脚为芯片内部 MOSFET 的漏极, 它和分立元器件的漏极功能相似, 可输出较大的漏极电流, 它的击穿电压为 700V, 使用时加在其上的电压不能超过此值。

② 源极 S。S 引脚为芯片内部 MOSFET 的源极, 它有 4 个引出端在芯片内部相连。

③ BP (Bypass) 为旁路端, 该端与地 (S) 之间需接一个 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容, 作为内部产生 5.8V 稳压器的退耦电容。

④ FB (Feedback) 为反馈端, 实际上是一个 1.63V 低输出阻抗源极跟随器的引出端。正常工作时, 功率 MOSFET 的转换受该脚的控制。当 FB 端的输入电流超过 $49\mu\text{A}$ 时, 反馈电路就输出一个低电平信号, 在每个周期开始时对时钟信号的上升沿进行采样, 将功率 MOSFET 关断; 如果信号为高电平, 则在本周期内将功率 MOSFET 接通。反馈端 FB 是将输出端的电压或电流通过阻容元件或二极管引入该端。

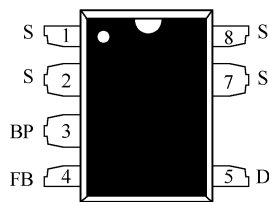


图 19.9 LinkSwitch – TN 系列的引脚排列

二、LinkSwitch – TN 系列单片开关电源芯片的基本电路

LinkSwitch – TN 系列有七种基本电路, 如图 19.10 所示。

图 (a) 为正端降压式直接反馈电路, 其主要特点是: ①输出电压取决于输入电压; ②正电压输出; ③ $U_o < U_i$; ④ U_o 的误差为 $\pm 10\%$; ⑤电路简单, 成本低。

图 (b) 为正端降压式光耦合器反馈电路, 其主要特点是: ①正电压输出; ② $U_o < U_i$; ③采用光耦合器反馈电路, U_o 的精度由外部基准电压决定, 输出端不需要接负载电阻, 空载时的功耗很低。

图 (c) 为负端降压式光耦合器反馈电路, 其主要特点是: ①正压输出; ② $U_o < U_i$; ③采用光耦合器反馈电路, U_o 的精度由外部基准电压决定, 输出端不需要接负载电阻。

图 (d) 为负端降压式 LED 恒流驱动电路, 其主要特点是: ①适于驱动 LED; ②其他特点同图 (c)。

图 (e) 为正端升压/降压式直接反馈电路, 其主要特点是: ①负压输出; ②升压或降压式输出, 升压式输出时, $|U_o| > U_i$; 降压式输出时, $|U_o| < U_i$; ③ U_o 的误差约为 $\pm 10\%$; ④即使功率 MOSFET 失效, 输入电压也不会加到输出端上而损坏负载。

图 (f) 为正端升压/降压式 LED 恒流驱动电路, 其特点是: ①适于驱动 LED, 但比图 (d) 电路恒流驱动的精度高, 环境温度对它的影响小; ②其他特点同图 (e)。

图 (g) 为负端升压/降压式光耦合器反馈电路, 其特点是: ①负压输出; ②升压或降压式输出, 升压时, $|U_o| > U_i$; 降压式, $|U_o| < U_i$; ③采用光耦反馈电压, U_o 的精度由外部基准电压决定, 输出端不需要接负载电阻; ④即使功率 MOSFET 失效, 输入端电压也不会加到输出端上; ⑤空载时的功耗很低。

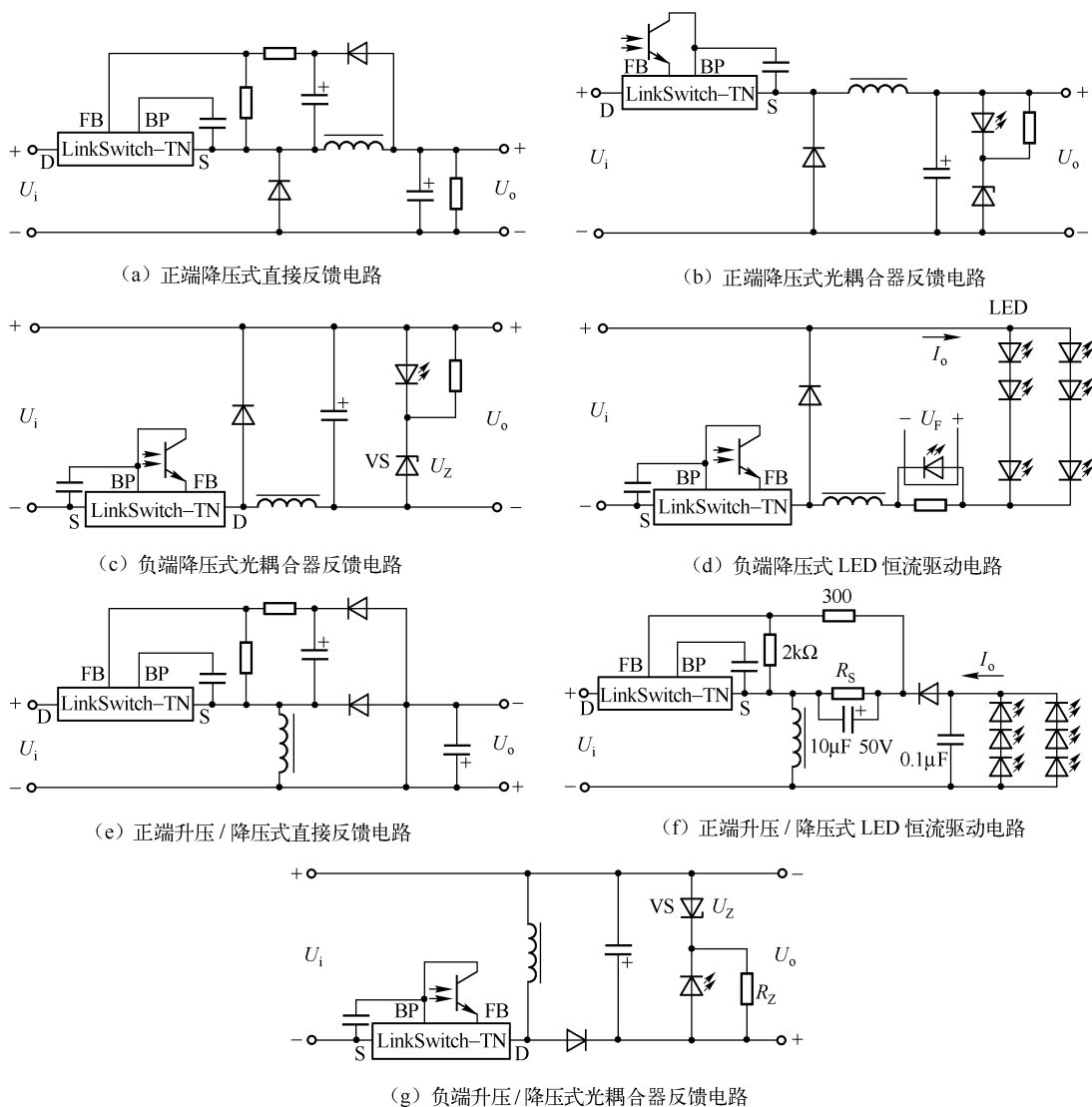


图 19.10 LinkSwitch-TN 系列的七种基本电路

三、LinkSwitch-TN 系列单片开关电源的设计

(一) 恒压输出电路设计

1. 确定电路的基本结构

LinkSwitch-TN 系列可构成非隔离式电源, 此时有两种基本电路结构: Buck (降压式) 拓扑结构和 Buck-boost (降压或升压式) 拓扑结构, 其电路形式分别如图 19.11 (a)、(b) 所示。

电路图中, R_F 为熔断电阻器; VD_{IN1} 、 VD_{IN2} 为输入级整流二极管; VD_{FW} 为超快恢复二极管; C_{IN1} 、 C_{IN2} 为输入级滤波器; L_{IN} 为输入级电感; C_{BP} 为旁路电容; R_{BAS} 为偏置电

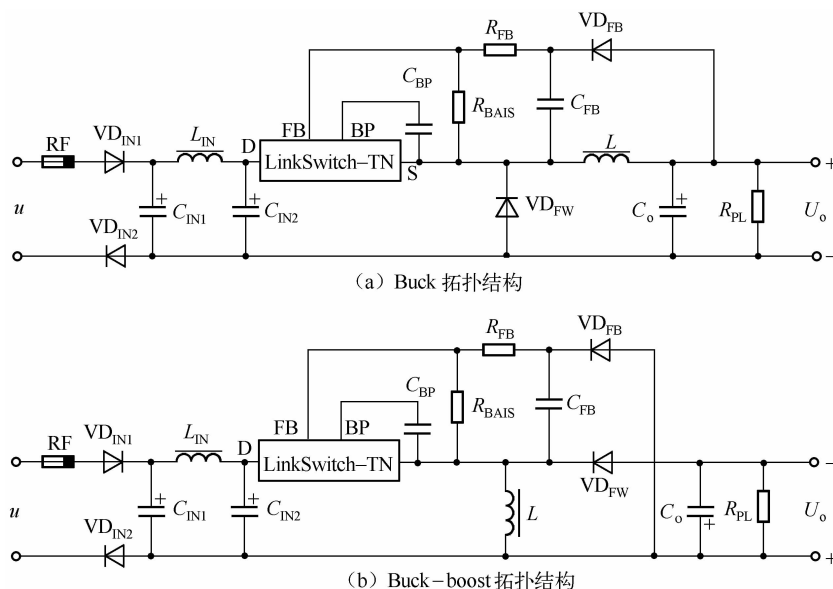


图 19.11 LinkSwitch-TN 的两种基本电路结构

阻； R_{FB} 为反馈电阻； C_{FB} 为反馈电容； VD_{FB} 为反馈二极管； L 为输出级电感； R_{PL} 为负载电阻。

图 (a) 和图 (b) 所示电路的主要区别是 VD_{FW} 和 L 的接线位置不同。Buck 拓扑中 VD_{FW} 接于源极 S 和输出电压 U_o 的负端之间； L 接于源极 S 和输出电压 U_o 正极之间。Buck - boost 拓扑将图 (a) 中的 VD_{FW} 、 L 分别用 L 和 VD_{FW} 置换。选择 Buck 拓扑可获得最大输出功率，降低 LinkSwitch - FN 芯片所承受的电压，减小滤波电感上的平均电流。

Buck 拓扑结构电路对 FB 端的采样波形如图 19.12 所示，图 (a) 中，当采样电流 $I_{FB} > 49\mu A$ 时，跳过下一个周期，图中的实线尖脉冲为芯片内部 MOSFET 导通时的波形，虚线尖脉冲为跳过的周期，此时 MOSFET 关断；若 $I_{FB} < 49\mu A$ ，波形为图 (a) 中实线尖脉冲。重载时需要很大的输出电流，因此只跳过少数周期，输出电流加大，波形如图 9.12 (b) 所示；轻载时，仅需较小的输出电流，因此跳过较多周期，输出电流变小，波形如图 9.12 (c) 所示。

自动重新启动时的波形如图 19.13 所示。若 $I_{FB} < 49\mu A$ 的时间超过 50ms，则拓扑电路在 800ms 内无输出。

Buck 拓扑结构适用于正电压输出降压式 ($U_o < U_i$) 电路；Buck - boost 拓扑结构适用于电压输出的降压式或升压式电路。

2. 工作模式的选择

LinkSwitch - TN 有两种工作模式：不连续工作模式 (MDCM) 和连续工作模式 (CCM)。应根据需要选择其中一种，只有确定了模式之后，才能选择 LinkSwitch - TN 产品的型号及超快恢复二极管和电感。欲获得最大输出电流，应选择连续工作模式，其他情况推荐采用不连续模式。两种模式的电路结构相同，当 $I_{LIMIT(min)} > 2I_o$ 时，即选择了不连续模式，并且 LinkSwitch - TN 的产品型号和超快恢复二极管和电感也不同，见表 19.1。LinkSwitch - TN 产品的最大输出电流见表 19.2。

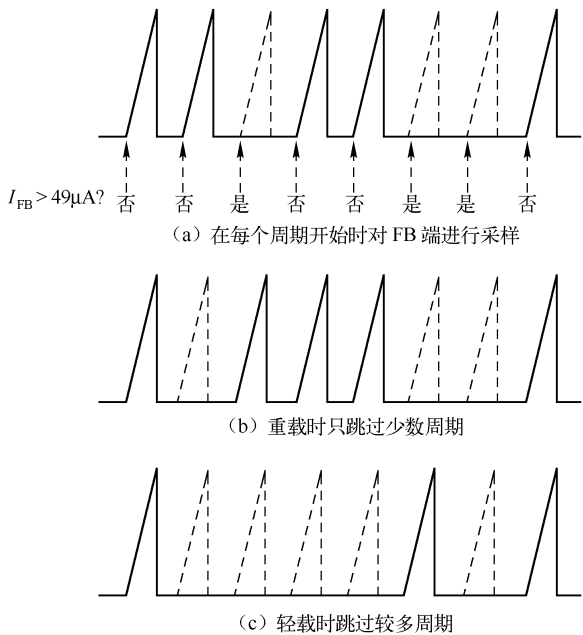


图 19.12 Buck 拓扑结构电路对 FB 端的采样波形

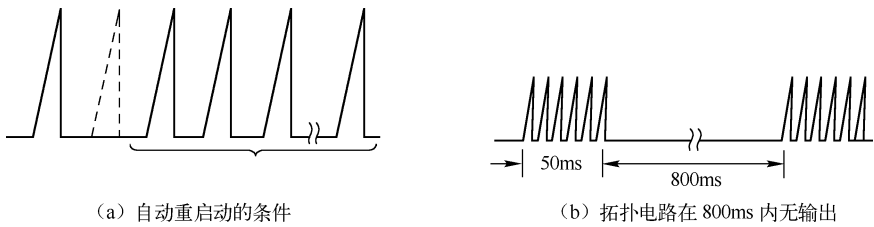


图 19.13 自动重启波形

表 19.1 不连续模式与连续模式的性能及元器件选择规则

工 作 模 式	不连续模式 (MDCM)	连续模式 (CCM)
工作特点	在 t_{OFF} 期间电感电流降为零, 将空闲时间 $t_{IDLE} = 0$ 作为连续模式与不连续模式的分界线	在一个转换周期的全部时间内, 电流连续地流入一次侧电感
一次侧电感	电感量较小, 尺寸较小, 低成本	电感量较大, 尺寸较大, 成本较高
输出整流用的超快恢复二极管	可采用 $t_{rr} < 75\text{ns}$ 的超快恢复二极管, 当环境温度大于 70°C 时需采用 $t_{rr} \leq 35\text{ns}$ 的超快恢复二极管	需采用 $t_{rr} \leq 35\text{ns}$ 的超快恢复二极管, 价格较高
芯片的选择	当输出电流较大时, 需选择输出功率较大的 LinkSwitch - TN 芯片, 这会增加电源成本	当输出电流较大时, 可选择输出功率较小的 LinkSwitch - TN 芯片, 能降低电源成本
电源效率	开关损耗较低, 电源效率较高	开关损耗较高, 电源效率较低
总成本	较低	较高
其他特点	瞬态响应好	输出纹波小

表 19.2 LinkSwitch – TN 系列产品的最大输出电流值 (单位: mA)

产 品 型 号	交流输入 230V \pm 15%		交流输入 85 ~ 265V	
	不连续模式	连续模式	不连续模式	连续模式
LNK304P/G	120	170	120	170
LNK305P/G	175	280	175	280
LNK306P/G	225	360	225	360

3. 确定交流输入电压

交流输入电压 u 的范围有以下几种:

① 固定输入 100V/115V, $u_{\min} = 85\text{V}$, $u_{\max} = 132\text{V}$ 。

② 固定输入 230V, $u_{\min} = 195\text{V}$, $u_{\max} = 265\text{V}$ 。

③ 通用输入 85 ~ 265V, $u_{\min} = 85\text{V}$, $u_{\max} = 265\text{V}$ 。

电网频率 f_L 为 50Hz 或 60Hz, 对于半波整流可视为 $f_L/2$ 。若无法确定电源效率, 可做如下估计: 当 $U_o = 12\text{V}$ 时, 可取 $\eta = 70\%$; 当 $U_o = 5\text{V}$ 时, 可取 $\eta = 55\%$ 。

85 ~ 265V 为世界通用电压, 我国及世界大多数地区均属此范围。

4. 确定交流输入级电路

通用输入级电路通常有四种形式, 如图 19.14 所示。

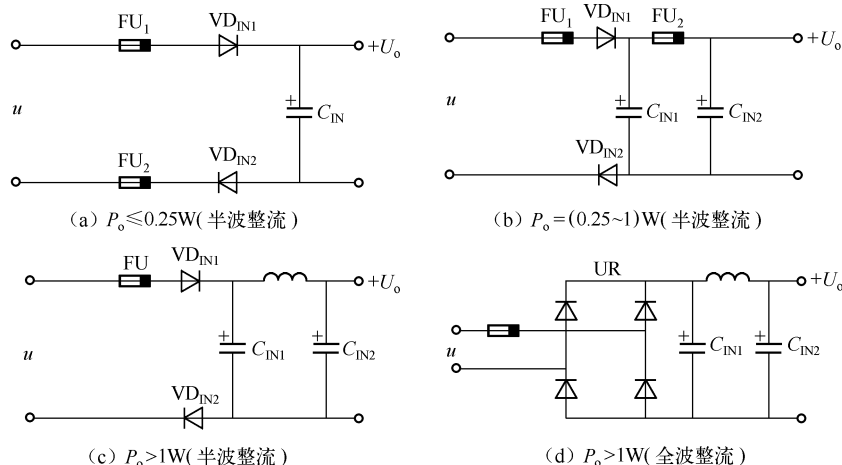


图 19.14 通用输入的四交流输入级电路

当 $P_o \leq 1\text{W}$ 时, 常采用半波整流电路, 见图 9.14 (a)、(b)、(c)。半波整流应在输入的返回端接一只二极管 VD_{IN2} , 这样能降低电磁干扰, 对电磁干扰有门控功能——仅当 VD_{IN2} 导通时才允许 EMI 电流通过。另外, 差动浪涌电压被 VD_{IN1} 、 VD_{IN2} 分压, 因此可将输入级承受浪涌电压的能力提高一倍; 当 $P_o \geq 1\text{W}$ 时, 一般采用全波整流电路。

图 (a) 电路中, FU_2 可选 $100 \sim 470\Omega$ 、 0.5W 的熔断电阻器。 C_{IN1} 、 $C_{IN2} \geq 2.2\mu\text{F}$, 耐压 400V 以上。 VD_{IN1} 、 VD_{IN2} 可选用 1A/1000V 的 1N4007 硅整流二极管。

图 (b) 电路中, FU_1 选 8.2Ω 、 1W , FU_2 选 100Ω 、 0.5W 的熔断电阻器。 C_{IN1} 、 $C_{IN2} \geq 3.3\mu\text{F}$, 耐压 400V 以上; VD_{IN1} 、 VD_{IN2} 选 1N4007。

图 (c) 电路中, FU 选 8.2Ω 、 $1W$ 熔断电阻器; $L_{IN} = 470\mu H \sim 2.2mH$, 电流为 $50 \sim 300mA$; C_{IN1} 、 $C_{IN2} \geq 4\mu F$, 耐压 $400V$ 以上; VD_{IN1} 、 VD_{IN2} 选 $1N4007$ 。

图 (d) 电路中, FU 选 8.2Ω 、 $1W$ 的熔断电阻器; $L_{IN} = 470\mu H \sim 2.2mH$, 电流为 $50 \sim 300mA$; C_{IN1} 、 $C_{IN2} \geq 2.2\mu F$, 耐压 $400V$ 以上; UR 选用 $1A/600V$ 的整流桥。

对于不同交流输入电压范围, 可按表 19.3 选择总输入滤波电容 C_{IN} , $C_{IN} = C_{IN1} + C_{IN2}$ ($C_{IN1} = C_{IN2}$), 比例系数 $k = C_{IN}/P_o$, 单位为 $\mu F/W$, 则 $C_{IN} = kP_o$ 。

表 19.3 确定总输入滤波电容 C_{IN} 值

交流输入电压/V	比例系数 $k/(\mu F/W)$	
	半波整流	全波整流
固定输入 100/115	6 ~ 8	3 ~ 4
固定输入 230	1 ~ 2	1
通用输入 85 ~ 265	6 ~ 8	3 ~ 4

5. 选择 LinkSwitch – IN 芯片

应根据输出电流 I_o 和极限电流 I_{LIMIT} 值来选择 LinkSwitch – IN 芯片的型号。

① 对于不连续工作模式 (MDCM), 芯片的极限电流最小值 $I_{LIMIT(min)}$ 应大于输出电流 I_o 的 2 倍, 即 $I_{LIMIT(min)} > 2I_o$ 。

② 对于连续工作模式 (CCM), 芯片的极限电流最小值应满足 $0.8I_{LIMIT(min)} > I_o$ 。
 $> 0.5I_{LIMIT(min)}$ 。

LinkSwitch – IN 极限电流最小值见表 19.4。

表 19.4 LinkSwitch – IN 内部的功率 MOSFET 的漏极极限电流及漏 – 源极通态电阻

LinkSwitch – IN 产品型号		LNK304			LNK305			LNK306		
		最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值
I_{LIMIT}/mA	低电流变化率时	240	257	275	350	375	401	450	482	515
	高电流变化率时	271	308	345	396	450	504	508	578	647
$R_{DS(ON)}/\Omega$	$T_j = +25^\circ C$	—	24	27.6	—	12	13.8	—	7	8.1
	$T_j = +100^\circ C$	—	38	44.2	—	19	22.1	—	11	12.9

6. 输出级电感 L 的选择

对于不同的拓扑结构, 输出级电感值也不同, 可根据表 19.5 和表 19.6 来选择 L , 查出的 L 值可适当增加 10%。

表 19.5 Buck – boost 变换器的元器件速查表

U_o/V	I_{OM}/mA	$L/\mu H$, I_{LRMS}/mA	LinkSwitch	工作模式	t_r/ns	$R_{FB}/k\Omega$	U_Z/V
5	≤ 120	680, 220	LNK304	MDCM	≤ 75	3.84	3.9
	160	680, 230		CCM	≤ 35		
	175	680, 320	LNK305	MDCM	≤ 75		
	225	680, 340		CCM	≤ 35		
	280	680, 440	LNK306	MDCM	≤ 75		
	360	680, 430		CCM	≤ 35		

(续表)

U_o/V	I_{OM}/mA	$L/\mu H, I_{LRMS}/mA$	LinkSwitch	工作模式	t_r/ns	$R_{FB}/k\Omega$	U_Z/V
12	≤ 85	680, 180	LNK304	MDCM	≤ 75	11.86	11
	120	1000, 230		MDCM	≤ 75		
	160	1500, 320		CCM	≤ 35		
	175	680, 340	LNK305	MDCM	≤ 75		
	225	1000, 440		CCM	≤ 35		
	280	680, 430	LNK306	MDCM	≤ 75		
	360	1500, 400		CCM	≤ 35		
15	≤ 70	680, 160	LNK304	MDCM	≤ 75	15.29	13
	120	1200, 210		MDCM	≤ 75		
	160	1800, 210	LNK305	CCM	≤ 35		
	175	820, 310		MDCM	≤ 75		
	225	1200, 310	LNK306	CCM	≤ 35		
	280	820, 390		MDCM	≤ 75		
	360	1500, 390		CCM	≤ 35		
24	≤ 50	680, 130	LNK304	MDCM	≤ 75	25.6	22
	120	1500, 190		MDCM	≤ 75		
	160	2200, 180	LNK305	CCM	≤ 35		
	175	1200, 280		MDCM	≤ 75		
	225	1500, 280	LNK306	CCM	≤ 35		
	280	1200, 350		MDCM	≤ 75		
	360	2200, 360		CCM	≤ 35		

注：其他元器件参数为 $R_{BAS} = 2k\Omega$ ($\pm 1\%$, $1/8W$)， $C_{BP} = 0.1\mu F/50V$ ， $C_{FB} = 10\mu F$ (耐压 $1.25U_o$)， VD_{FB} 采用 1N4005 型整流管， $R_Z = 470\Omega \sim 2k\Omega$ ($\pm 5\%$, $1/8W$)。

表 19.6 Buck 变换器的元器件速查表

U_o/V	I_{OM}/mA	$L/\mu H, I_{LRMS}/mA$	LinkSwitch	工作模式	t_r/ns	$R_{FB}/k\Omega$	U_Z/V
5	≤ 120	680, 220	LNK304	MDCM	≤ 75	3.84	3.9
	160	680, 230		CCM	≤ 35		
	175	680, 340	LNK305	MDCM	≤ 75		
	225	680, 320		CCM	≤ 35		
	280	680, 440	LNK306	MDCM	≤ 75		
12	360	680, 430		CCM	≤ 35		
	≤ 70	680, 180	LNK304	MDCM	≤ 75	11.86	11
	120	1200, 220		MDCM	≤ 75		
	160	1800, 210		CCM	≤ 35		
	175	820, 320	LNK305	MDCM	≤ 75		
	225	1200, 310		CCM	≤ 35		
	280	820, 410	LNK306	MDCM	≤ 75		
	360	1800, 410		CCM	≤ 35		
15	≤ 50	680, 180	LNK304	MDCM	≤ 75	15.29	13
	120	1200, 220		MDCM	≤ 75		
	160	2200, 220	LNK305	CCM	≤ 35		
	175	1000, 320		MDCM	≤ 75		
	225	1500, 320	LNK306	CCM	≤ 35		
	280	1200, 400		MDCM	≤ 75		
	360	2200, 410		CCM	≤ 35		

(续表)

U_o/V	I_{OM}/mA	$L/\mu H, I_{LRMS}/mA$	LinkSwitch	工作模式	t_{rr}/ns	$R_{FB}/k\Omega$	U_Z/V
24	≤ 50	680, 180	LNK304	MDCM	≤ 75	25.6	22
	120	2200, 210		MDCM	≤ 75		
	160	3300, 210		CCM	≤ 35		
	175	1800, 300	LNK305	MDCM	≤ 75		
	225	2200, 290		CCM	≤ 35		
	280	1800, 370		MDCM	≤ 75		
	360	3300, 410	LNK306	MDCM	≤ 75		
				CCM	≤ 35		

注：其他元器件参数为 $R_{BIAS} = 2k\Omega$ ($\pm 1\%$, $1/8W$)， $C_{BP} = 0.1\mu F/50V$ ， $C_{FB} = 10\mu F$ (耐压 $1.25U_o$)， VD_{FB} 采用 1N4005 型整流管， $R_Z = 470\Omega \sim 2k\Omega$ ($\pm 5\%$, $1/8W$)。

7. 选择超快恢复整流二极管

① 对于不连续工作模式，当环境温度 $T_A \leq 70^\circ C$ 时，应选择 $t_{rr} \leq 75ns$ 的超快恢复二极管；当 $T_A > 70^\circ C$ 时，应选择 $t_{rr} \leq 35ns$ 的超快恢复二极管。

② 对于连续工作模式，应选择 $t_{rr} \leq 35ns$ 的超快恢复二极管，超快恢复二极管的反向峰值电压 U_{RM} 应高于 $1.25U_{Imax}$ ，平均整流电流 I_d 应大于 $1.25I_o$ 。输入直流电压最大值 $U_{Imax} = \sqrt{2}u_{max}$ ， u_{max} 为交流输入电压的最大值。

常用超快恢复整流二极管的选择见表 19.7。

表 19.7 常用超快恢复整流二极管的选择

型 号	U_{RM}/V	I_d/A	t_{rr}/ns	生 产 厂 家
MUR160	600	1	50	Vishay 公司
UF4005	600	1	75	Vishay 公司
BYV26C	600	1	30	Vishay/Philips 公司
FE1A	600	1	35	Vishay 公司
STTA106	600	1	20	ST 公司
STTA106U	600	1	20	ST 公司
US1J	600	1	75	Vishay 公司

8. 选择输出级滤波电容 C_o

C_o 的最大值不能超过 $100\mu F$ ，否则在重新启动之前输出电压无法在 $50ms$ 之内达到稳定值。

9. 选择反馈电阻 R_{FB}

R_{FB} 与 R_{BIAS} 组成分压器，应在额定输出电压 U_o 下使 $U_F = 1.65V$ ，令 $R_{BIAS} = 2k\Omega$ ，当 $I_{FB} = 49\mu A$ 时， R_{FB} 由下式确定：

$$R_{FB} = \frac{(U_o - U_{FB})R_{BIAS}}{10U_{FB}(I_{FB}R_{BIAS})}$$

例如，当 $U_o = 12V$ 时， $R_{FB} = 12.8k\Omega$ 。

10. 选择反馈二极管 VD_{FB} 和反馈电容 C_{FB}

反馈二极管一般可选择 1N4005 或 1N4937 型玻璃钝化二极管，其耐压应大于 $1.25U_{Imax}$

($U_{\text{Imax}} = \sqrt{2}u_{\text{max}}$)。反馈电容 C_{FB} 可选择普通 $10\mu\text{F}$ 的电解电容, 其耐压值大于 $1.25U_o$ 。

11. 选择旁路电容 C_{BP}

旁路电容 C_{BP} 应选择 $0.1\mu\text{F}/50\text{V}$ 的陶瓷电容。

12. 选择负载电阻 R_{PL}

若通过负载电阻 R_{PL} 的最小电流 $I_{\text{PL}} < 3\text{mA}$, 应按 $R_{\text{PL}} = U_o/3\text{mA}$ 来确定。这里的负载电阻 R_{PL} 为假负载, 电路的输出端仍可以带动其他负载。

(二) 恒流输出电路设计

LinkSwitch-TN 系列可设计成恒流输出电路, 恒流输出可用来驱动 LED 等负载, 其简单电路如图 19.15 所示。

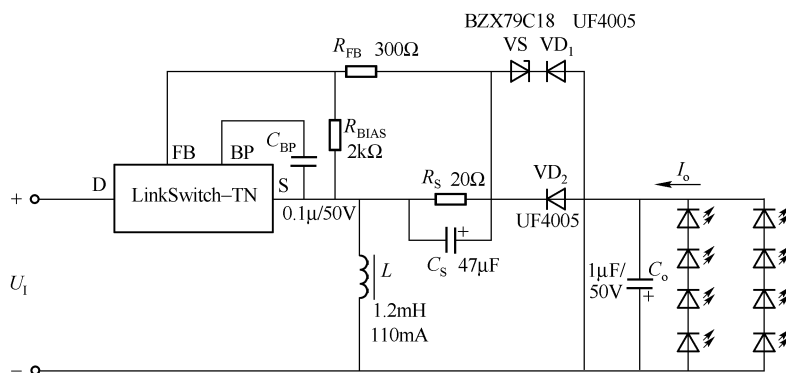


图 19.15 Buck-boost 恒流输出电路

输出电流 I_o 通过检测电阻 R_s 和检测电容 C_s (C_s 对 R_s 的端电压进行滤波) 的转换电压信号, 再由 R_{FB} 和 R_{BIAS} 送至 FB 端作为反馈信号, 维持 I_o 不变, 使 I_o 成为恒流输出。当 $R_{\text{BIAS}} = 2\text{k}\Omega$, $R_{\text{FB}} = 300\Omega$ 时, 在额定输出电流下, R_s 上的压降约为 2V 。

电路设计要点如下:

- ① $U_o = MU_{\text{F}}$, U_{F} 为 LED 的平均正向压降; M 为 LED 的个数。
- ② $I_o = NI_{\text{F}}$, I_{F} 为通过 LED 的电流; N 为 LED 的并联组数。
- ③ $C_s \geq 20T/R_s$, T 为 LinkSwitch-TN 的开关周期, $T = 15\mu\text{s}$; R_s 单位为 Ω ; C_s 单位为 μF 。例如, 当 $T = 15\mu\text{s}$, $R_s = 20\Omega$ 时, $C_s \geq 20 \times 15\mu\text{F}/20 = 15\mu\text{F}$ 。 C_s 应足够大, 本例取 $C_s = 33\mu\text{F}$ 或 $47\mu\text{F}$ 。
- ④ VS-VD 为电压反馈元件, 如无此环节, 当负载开路时输出电压升高会损坏电路; 加此环节, 可形成二级反馈控制环节, 负载开路能起到保护作用。

(三) 应用电路

1. 12V/120mA 非隔离式开关电路的分析与设计

由 LNK304 构成的 12V/120mA 非隔离式开关电源电路如图 19.16 所示, 其输出功率为 1.44W 。该电路可做 LED 驱动器、夜间照明灯及其他家用电器的控制电源。

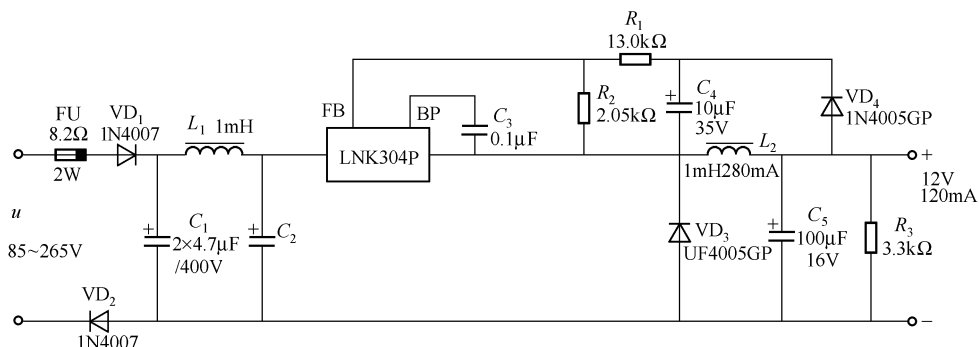


图 19.16 12V/120mA 非隔离式开关电源电路

(1) 输入电路

输入电路同图 19.14 (c)，由熔断器 FU、二极管 VD_1 与 VD_2 、 C_1 、 C_2 和电感 L_1 等组成。FU 具有以下功能：①对 VD_1 和 VD_2 起限流保护作用。②降低串模噪声干扰。③当其他元器件发生短路故障时，能迅速熔断切断输入电压。二极管 VD_1 和 VD_2 串联后，耐压能力提高到 2kV。

(2) 电源调整电路

电源调整电路由 LNK304P、UT4005 型超快恢复二极管 VD_3 、输出储能电感 L_2 和滤波电容 C_5 组成。 L_2 的峰值电流由 LNK304P 的极限电流来限制。

(3) VD_3 和 VD_4 的正向压降相同，因此 C_4 两端的电压能跟随输出电压的变化， C_4 上的电压经过 R_1 和 R_2 的分压后送至 LNK304P 的 FB 端。

(4) 对输出电压的调节

LNK304 是通过跳过周期的方式来调节输出电压的，当输出电压升高时，流入 FB 端的电流 I_{FB} 也随之增加。当 $I_{FB} > 49\mu A$ 时，随后的周期将被跳过去，直至 $I_{FB} < 49\mu A$ 。因此，当负载减轻时将跳过许多周期；当负载加重时跳过的周期较少。如果发生输出过载、短路等故障，LinkSwitch-TN 便进入自动重启阶段，输出功率降至 $6\% P_{OM}$ ，从而限制了输出功率。

(5) 实验曲线分析

① 电源效率 η 与输出电流 I_o 的关系曲线

η 与 I_o 的关系曲线如图 19.17 所示。由曲线可以看出，只有 $I_o = 40 \sim 120mA$ 时，电源的效率才达到或接近最大值，这对设计或使用电路提供了有益启示。

② 空载时输入功率 P_i 与交流输入电压 u 的关系曲线

P_i 与 u 的关系曲线如图 19.18 所示。由曲线可见，交流输入电压越低，电路的输入功率越低，这部分功率被电路白白消耗掉。当 $u = 220V$ 时， $P_i = 147mW$ 。

③ 负载调整率

U_o 与 I_o 的关系曲线为负载调整率曲线，如图 19.19 所示。由曲线可见，当输出电流 $I_o = 20 \sim 120mA$ 时，输出电压的变化不大，保持在 12V 左右。

④ 电压调整率

输出电压 U_o 与输入电压 u 的关系曲线为电压调整曲线，如图 19.20 所示。由曲线可以看出，当交流输入电压 $u = 85 \sim 265V$ 时，输出电压的变化不大，保持在 12V 左右。也就是说，这种电路的成品在世界各地均可使用。

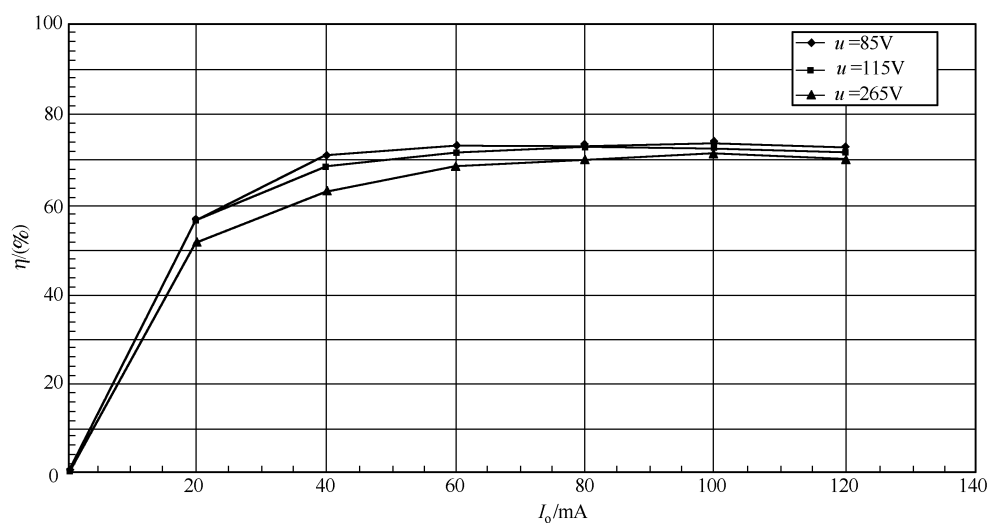


图 19.17 电源效率与输出电流的关系曲线

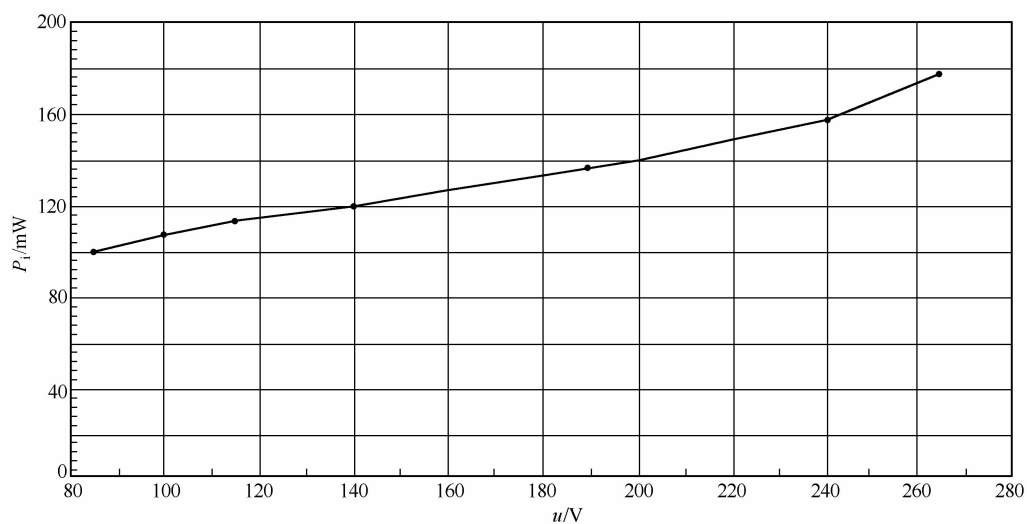


图 19.18 空载时输入功率与交流输入电压的关系曲线

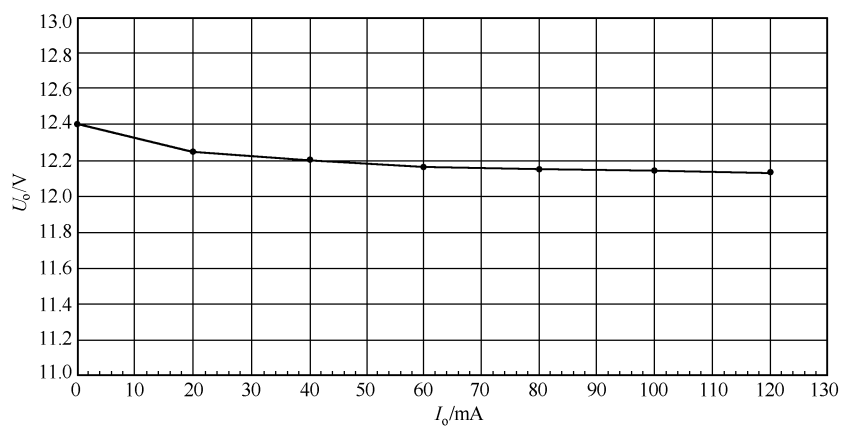


图 19.19 负载调整率曲线

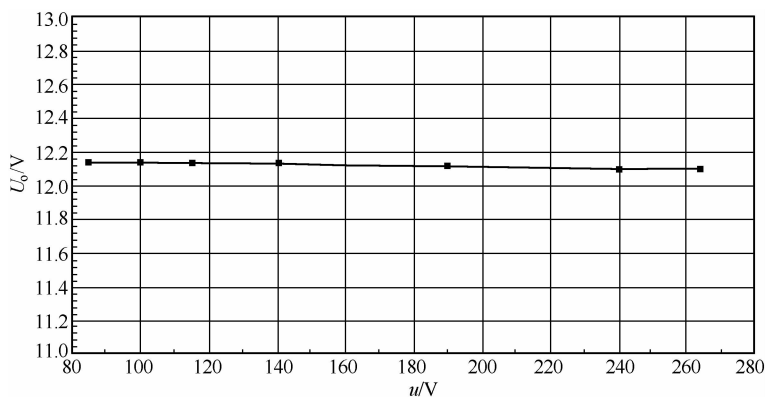


图 19.20 电压调整曲线

2. 多路输出开关电源

由 LNK304 构成的 7V、-5V 两路输出的开关电源电路如图 19.21 所示。电路中使用了两只稳压管 VS_1 和 VS_2 ，当某一输出为轻载时，另一路则为重载，使两路的输出功率不变。电源的总输出电压为每路电压绝对值之和，为 12V，对电流亦然。

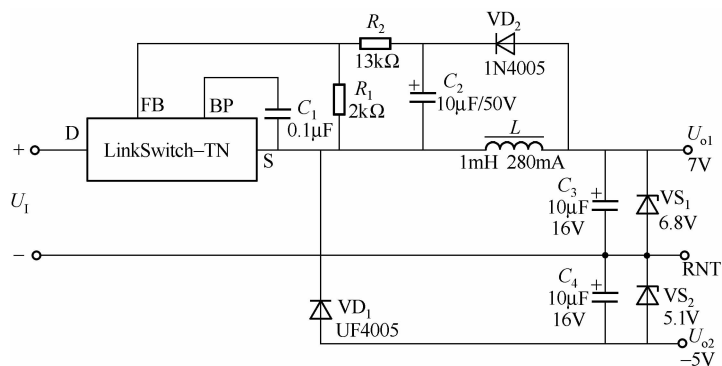


图 19.21 7V、-5V 两路输出开关电源电路

3. 1.25W 交流非隔离 LED 恒流驱动器的分析与设计

1.25W 交流非隔离 LED 恒流驱动器电路如图 19.22 所示。电路采用 Buck-boost（降压/升压）拓扑结构。对于连续工作模式，最大输出电流可达 170mA；对于不连续模式，最大输出电流可达 120mA（见表 19.2）。

LNK304P 的工作模式取决于芯片的极限电流最小值 $I_{LIMIT(min)}$ 与输出电流 I_o 之间的关系。当 $I_{LIMIT(min)} > 2I_o$ 时，即选择了不连续模式（MDCM）， $I_{LIMIT(min)} = 240mA$ （见表 19.4）。本电路所需 $I_o = 100mA$ ，因此该电源为不连续模式。

下面对各部分电路进行分析与设计。

(1) 输入电路

输入电路由 FU_1 、 FU_2 、二极管 VD_1 和 VD_2 、电容 C_1 和 C_2 等组成。 FU_1 为易熔耐火型可熔断电阻器， FU_2 为耐火型熔断电阻器，当输入电路发生短路故障时， FU_1 、 FU_2 立即熔断，并不会产生火花，起限流保护作用； VD_1 、 VD_2 为半波整流管，它们串联可提高耐压能力并减小一半噪声电流； C_1 、 C_2 均为滤波电容。

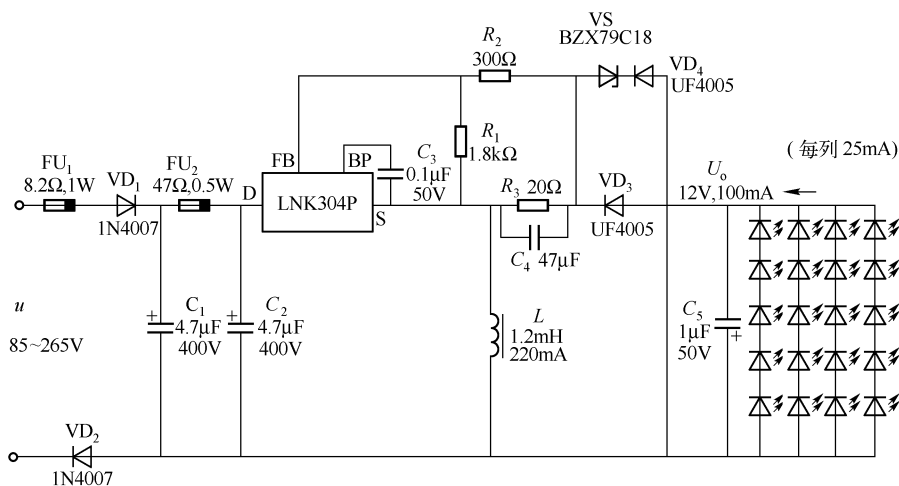


图 19.22 1.25W 交流非隔离 LED 驱动器电路

(2) 电压调整电路

电压调整电路由 LNK304P、VD₃ (UF4005)、输出级电感 L 和滤波电容 C_5 组成。

(3) R_3 的设计

R_3 依据 $R_3 = 2V/I_o$ 来确定, $R_3 = 2V/0.1A = 20\Omega$ 。

(4) 偏置电阻 R_1 和反馈电阻 R_2 的设计

在稳压区, LNK304P 利用开关控制, 即跳过周期的方式来限制输出电压。当流入反馈端 FB 的电流 $I_{FB} < 49\mu A$ 时, 则不跳过周期; 当 $I_{FB} > 49\mu A$ 时, 则跳过下一个开关周期。

当 $I_{FB} = 49\mu A$ 时, 则 $U_{FB} = 1.65V$ (典型值, 允许有 $\pm 7\%$ 的误差), 可将 $1.65V$ 作为是否跳过周期的界限。跳过的周期越多, 则输出电压越低。 R_3 为输出电流的检测电阻, C_4 为检测电容, 利用 C_4 的隔直作用, 可将平均输出电流在 R_3 上转换为电压 ($R_3 I_o = 20 \times 0.1V = 2V$) 信号。

当 $R_3 = 20\Omega$ 时, $U_{R3} = I_o R_3 = 0.1A \times 20\Omega = 2V$ 。

$U_{FB} = U_{R1}$, 令 $R_2 = 300\Omega$, 则 $U_{FB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{R3}$, 即 $1.65V = \frac{R_1}{R_1 + 300\Omega} \times 2V$, 可得 $R_1 = 1414\Omega$ 。实际上, 可取 $R_1 = 1.5 \sim 2.0k\Omega$, 本例取 $R_1 = 1.8k\Omega$ 。

实际的 $U_{FB} = 1.71V$ 对 $1.65V$ 的误差为 3.6% 。

当输出电压升高时, $U_{FB} > 1.65V$, LNK304P 就跳过周期使输出电压下降; 反之, U_o 下降, $U_{FB} < 1.65V$, LNK304P 就减少跳过周期的次数 (甚至不跳过周期), 从而使 U_o 升高。

(5) 输出过载或短路保护

当输出过载或短路时, 使得 $I_o > 100mA$, LNK304P 立即进入自动重新启动状态, 将输出功率降至 $6\% P_{OM}$, 有效地限制了 I_o 的增大, 直至 $I_{FB} < 49\mu A$ 才恢复正常值。

(6) 输出开路保护

当输出开路时, U_o 迅速提高, $U_o > 18V$ 时, 稳压管 VS 立即被反向击穿 (BZX79C18 的稳压值为 $18V$), U_o 依次经过 VD₄、VS、 $R_1 - R_2$ 给 FB 端提供反馈电压, 由于 $U_o > 18V$, 使 $U_{FB} > 1.65V$, 因此 LNK304P 便进入自动重新启动状态, 迅速将 U_o 拉下来, 从而起到开环保护

作用。

(7) 滤波电感 L 的选择

可查表 19.5 选择 L ，已知 $U_o = 12\text{V}$ ， $I_{\text{OM}} = 100\text{mA}$ ，LNK304 工作在 MDCM 模式下，故 L 的设计值为 1mH ，额定电流为 230mA 。本例取 $L = 1.2\text{mH}$ ，电流为 220mA 的电感。

(8) C_4 的选择

C_4 可按 $C_4 \geq 20 (15\mu\text{s}/R_3)$ 来选择，代入 $R_3 = 20\Omega$ 得 $C_4 \geq 15\mu\text{F}$ ，取 $C_4 = 47\mu\text{F}$ （适当增大 C_4 的容量可减小 R_3 上的脉动电流）。

(9) C_5 的选择

适当增大 C_5 的容量可减小 LED 上的峰值电流，一般取 $C_5 = 0.1 \sim 100\mu\text{F}$ （应选等效串联电阻 ESR 小的电容）。

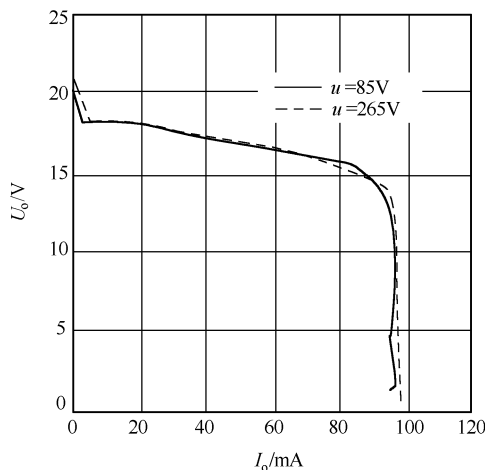


图 19.23 电路的输出特性曲线

(10) 输出电流 I_o 的确定

I_o 应根据 LED 串的个数确定，且要小于 LN304P 的极限电流 I_{LIMIT} 。本例选用额定电流为 25mA 的 LED，并联 LED 串数 $N = 4$ ， $I_o = 4 \times 25\text{mA} = 100\text{mA} < I_{\text{LIMIT}} = 120\text{mA}$ 。

(11) 输出特性曲线

电路的输出特性曲线如图 19.23 所示。由图可见，输出的恒压特性较“软”，当输出电流达到 $I_o = 100\text{mA}$ 时，电路便进入恒流区（此时的端电压在 $2 \sim 13\text{V}$ 之间变动）。

另外，装制电路时，为了抑制电磁干扰，输入整流滤波元件应尽量远离 LNK304P 和 L 。

4. 0.6W 交流非隔离通用仪用电源的分析与设计

0.6W 交流非隔离式通用仪用电源电路如图 19.24 所示。电路采用 Buck（降压式）拓扑结构，可用作通用仪表的电源和微型直流电动机的控制电路。

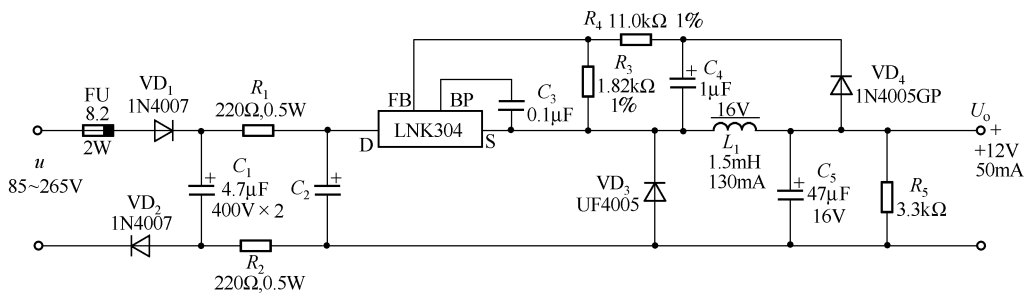


图 19.24 0.6W 交流非隔离式通用仪用电源电路

(1) 电路性能

① 交流输入电压为 $85 \sim 265\text{V}$ ，频率为 $47 \sim 63\text{Hz}$ 。

② $U_o = 12\text{V}$ ， $I_o = 50\text{mA}$ 。

③ 断电时电源保持时间长。当 u 为 115V 或 230V 时，保持时间分别为 140ms 和 580ms ，确保断电后仪表将数据存入非易失存储器中。

④ 选择容量较大的 LinkSwitch - TN 芯片, 可进一步提高输出功率, 对 LNK305 和 LNK306, 其输出功率分别为 $0.175\text{A} \times 12\text{V} = 2.1\text{W}$ 和 $0.225\text{A} \times 12\text{V} = 2.7\text{W}$ 。

(2) 电路分析与设计

① 输入电路。输入电路由 VD_1 、 VD_2 、 C_1 、 C_2 、FU、 R_1 和 R_2 组成, VD_1 、 VD_2 还能提高电路对浪涌电压的承受能力, 最高可承受 2kV 的浪涌电压, 还能降低传导噪声。FU 采用非易燃型熔断电阻, R_1 、 R_2 可选用普通电阻。

② 输出电路。输出级电路由 LNK304、续流二极管 VD_3 、输出滤波电感 L 和滤波电容 C_5 组成。 VD_3 选用 UF4005 型超快恢复二极管, 当环境温度 $T_A \leq 75^\circ\text{C}$ 时, 其反向恢复时间 $t_{\text{rr}} \leq 75\text{ns}$, 当 $T_A > 75^\circ\text{C}$ 时, $t_{\text{rr}} \leq 35\text{ns}$ 。反馈二极管可选用低速低成本的 1N4005GP 型 (玻璃封装二极管)。 VD_3 、 VD_4 应选用正向压降相同的 UF4005 型管子, 以便使 C_4 的端电压跟随 U_o 的变化, 反应出 U_o 的高低。 C_4 端电压经过 R_3 、 R_4 分压后送至 LNK304 的反馈端 FB。选择 R_3 、 R_4 时, 应满足 $U_{\text{FB}} = 1.65\text{V}$ 的条件。 R_5 为假负载电阻, 防止负载开路时输出电压的迅速升高, 保护电路。

③ 实验曲线分析。

A. 电路的输出特性如图 19.25 所示, 它反映出 u 、 U_o 、 I_o 和 η 的关系。当 $u = 85\text{V}$, $I_o = 50\text{mA}$ 时, 电源的效率 $\eta \approx 68\%$; 当 $u = 265\text{V}$, $I_o = 50\text{mA}$ 时, 电源的效率 $\eta \approx 63\%$; 对于 $u = 220\text{V}$, $I_o = 50\text{mA}$ 电源的效率 $\eta \approx 65\%$ 。

B. 输入功率 P_1 (视在功率 P'_1) 与交流输入电压 u 的关系曲线如图 19.26 所示。由图可见, 当 $u = 85 \sim 265\text{V}$ 时, 输入功率基本保持不变, 即 $P_1 = 0.9\text{W}$ 。

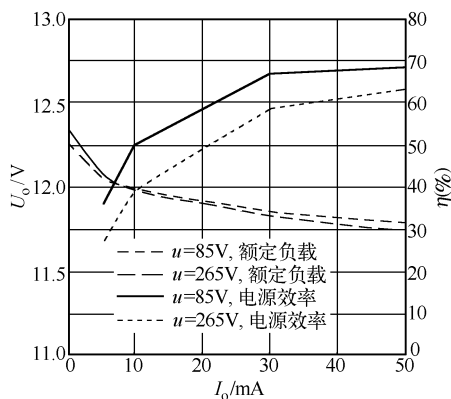


图 19.25 电路的输出特性曲线

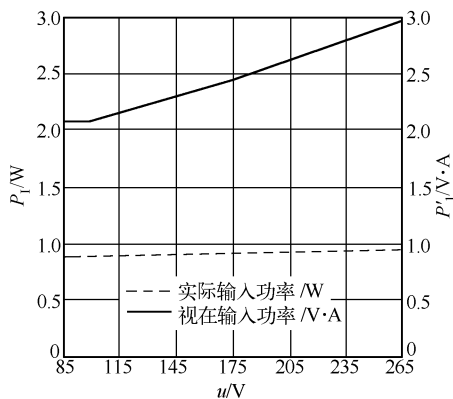


图 19.26 输入功率与交流输入电压的关系曲线

第二十章 逆变电路

第一节 车、船用节能灯电路

一般的节能灯只能在 220V 电压下工作，车、船上的蓄电池电压一般是 24V/12V，这就需要将直流电变换成交流电。简单的车、船用节能灯电路如图 20.1 所示。晶体管 VT 组成振荡器，通过变压器的二次绕组升压至约 220V，将节能灯点燃。

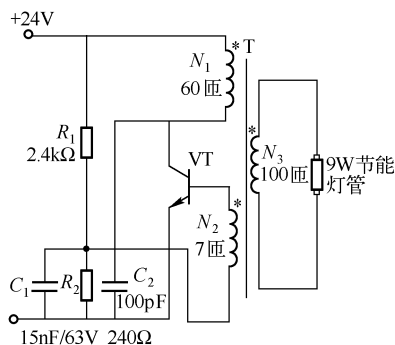


图 20.1 车、船用节能灯电路

(1) 变压器 T

变压器一次侧的 N_1 (60 匝)、 N_2 (7 匝) 均选用 ϕ 0.35mm 漆包线绕制，二次侧 N_3 (100 匝) 选用 ϕ 0.29mm 漆包线绕制。

(2) 晶体管 VT

VT 选用 2SC3496 (1.5A, 40W) 或 MJF13003 (3A, 40W) 或 D50 (2A, 40W) 等，可驱动 15W 或 30W 节能灯。

第二节 汽车用日光灯变换器

汽车用日光灯变换器由单稳态触发器/多谐振荡器 CD4047，互补励磁电路 VT_1/VT_2 、 VT_3/VT_4 ，功率放大器 VT_5 、 VT_6 及变压器 T 等组成，如图 20.2 所示。

CD4047 的振荡频率由定时电容 C_1 和定时电阻 R_p 确定。4047 的频率输出有 3 个端子， F_o 端 (13 脚)，输出频率为 f_0 ，两个互补输出端 DF (10 脚)、 \overline{DF} (11 脚)，这两个端子的输出频率均为 $f_0/2$ ，但相位相反。

\overline{DF} 输出送入 VT_1/VT_2 ，DF 输出送入 VT_3/VT_4 ，再由 VT_5 、 VT_6 进行功率放大输入到变压器的一次绕组的两个线圈，由二次绕组点燃日光灯。

元器件的设计与电路调试方法如下。

(1) L_1

L_1 的磁心为 ϕ 9.5mm，长 50mm 的铁氧体磁棒，用 ϕ 1.5mm 的漆包线在磁棒上绕 11 匝。

(2) 变压器 T

一次绕组 12 匝，有中间抽头；二次绕组共 76 匝，分为 3 匝、70 匝、3 匝三个绕组，分三层绕制。

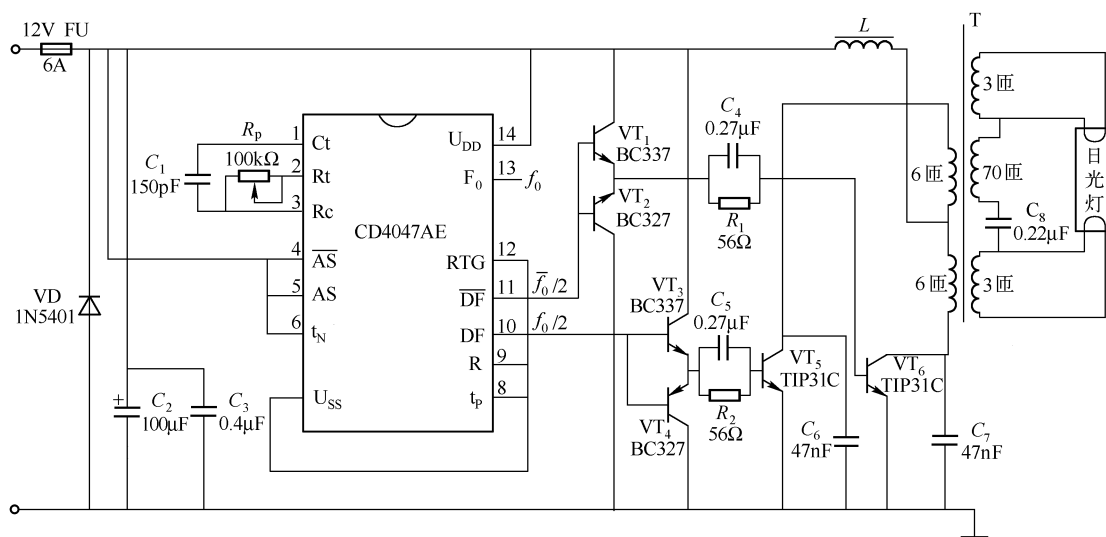


图 20.2 汽车用日光灯变换器

(3) 调试

调节定时电位器 R_p ，使 13 脚的输出频率约为 50kHz，则 DF/DF 两个端子的输出频率均为 25kHz，这是一对互补方波信号。也可取用 40kHz 等频率。

第三节 应急照明灯

应急照明灯电路如图 20.3 所示。当交流市电断电时，电池 GB 立即向灯泡供电，当市电恢复时，照明灯立即断电，电池又重新自动充电，实现了交流供电与电池供电的自动转换。

应急照明灯用于超市、商场、电梯和走廊等场合，以避免由于交流断电引起的秩序混乱和不便。

当交流电源正常供电时， C_1 通过 R_1 、 VD_1 充电，给晶闸管 VT 的控制极施加一负压，VT 不能触发而截止，因此灯泡 HL 断电熄灭，同时电池 GB 通过 VD_2 、 R_2 充电；当市电断电时， C_1 放电，电池通过 R_3 触发晶闸管使之导通，提供应急照明；当交流电源恢复正常时，便自动复原。

照明灯可选择 12V、8W 的低压灯泡；GB 应选择 12V 的蓄电池， R_2 为限流电阻，用于限制电池的充电电流，充电电流越小，电池的使用寿命越长。例如， $R_2 = 3k\Omega$ ，电池的充电电流约为 4mA。

T 可选用市售的 220V/12V 变压器，最好二次绕组的输出电压稍大于 12V。

晶闸管应根据灯泡的功率来选择，如灯泡的额定电流不超过 1A，可选择 MCR100-6 型晶闸管，其额定电流为 1A。

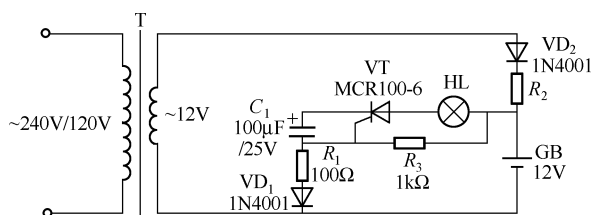


图 20.3 应急照明灯电路

第四节 6V 应急荧光灯电路

图 20.4 所示电路, 将直流 6V 变成交流 220V, 可用于商场、走廊、地下停车场停电应急照明。变压器 T_1 将交流 220V 变成交流 60V, 经整流变成正弦脉动直流对蓄电池 GB 充电, 充电电流约 200mA, 555 组成自激多谐振荡器, 关闭 SB 后, 3 脚输出 5.8kHz (实测) 的方波信号。VT 为功率放大管, 经变压器 T_2 后变成交流电压把 5W 双 U 形荧光灯点亮。

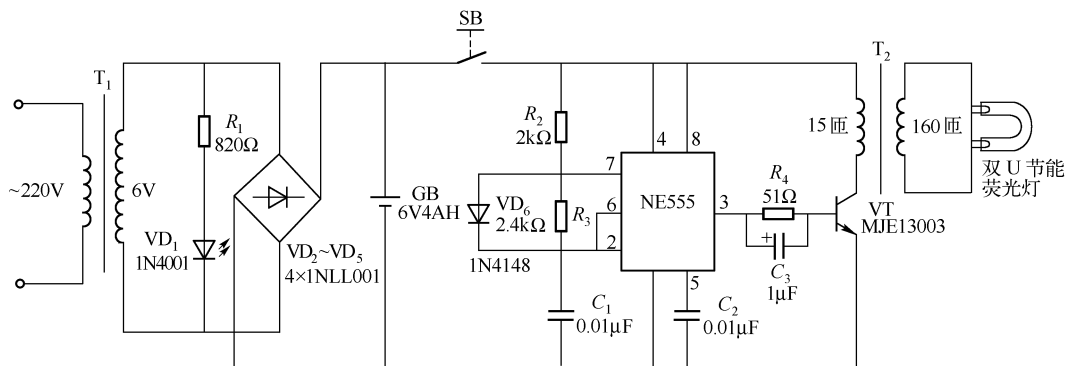


图 20.4 6V 应急荧光灯电路

VT 选 MJE13003 ($P_{CM}=40W$, $I_{CM}=3A$, $f_T=10MHz$, $U_{(BR)CEO}>400V$, $\beta>20$), 选 $\beta\geq 30$ 的管子。

T_2 用 EE25 铁氧体磁心, 一次绕组用 $\phi 0.64mm$ 漆包线绕 15 匝, 二次绕组用 $\phi 0.21mm$ 漆包线绕 160 匝。

T_1 应选容量为 $6\sim 8V\cdot A$ 的变压器, 蓄电池选 6V4AH 型。如需提高输出功率, 应加大 T_1 的容量。VT 选择 MJE 13005 ($P_{CM}=75W$, $I_{CM}=8A$)。

第五节 输出 60V 的单管振荡电路

图 20.5 所示电路能输出 60V 的高频交流电压, 变压器的 L_2 、 L_3 均为 20 匝, 输入线圈 L_1 为 400 匝。VT 选择小功率高频管即可。

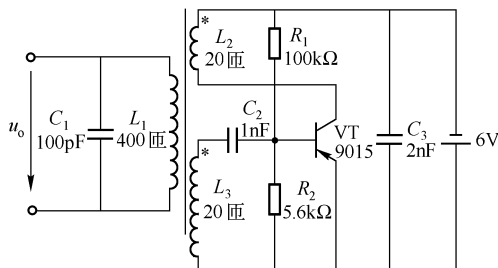


图 20.5 输出 60V 的单管振荡电路

第六节 高频高压发生器

由两个晶体管和变压器组成的高频高压发生器如图 20.6 所示。它是一个变压器耦合的振荡器，变压器的线圈 L_1 与 L_2 的极性构成了正反馈。 VT_1 、 VT_2 在电路中为开关管，在变压器的 L_2 两端得到失真的矩形波，经 L_3 升压得到约 10000V 高压输出，能将 10 ~ 30mm 空气隙击穿放电。流经电源的电流为 1 ~ 4A。

如果输出为针头，可产生放电，用于去除静电；若输出电压经整流滤波可得到直流高压，构成直流高压变换器。

电路设计要点如下：

① 变压器中的 L_1 用 $\phi 0.31\text{mm}$ 漆包线绕 10 匝，中间抽头； L_2 用 $\phi 1.2\text{mm}$ 漆包线绕 40 匝，中间抽头； L_3 用 $\phi 0.16\text{mm}$ 漆包线绕 6000 匝。铁心选用截面积为 $14\text{mm} \times 14\text{mm}$ 的铁氧体磁心。

② 直流电源并非干电池，可用 12 ~ 24V 稳压电源，其输出电流应不小于 4A。

③ VT_1 、 VT_2 选 PNP 型的管子，如 3AD31C ($I_{CM} = 4\text{A}$, $\beta V_{CEO} = 24\text{V}$) 或 TIP42C ($I_{CM} = 6\text{A}$, $\beta V_{CEO} = 100\text{V}$)，需加散热片。

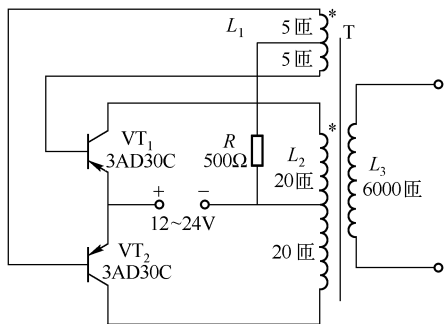


图 20.6 高频高压发生器

第七节 断灯丝日光灯逆变器

日光灯的灯丝断了还能用吗？图 20.7 所示日光灯逆变器，可使一侧或两侧断灯丝的日光灯照常发光。电路适用于 6 ~ 8W 的日光灯。

图 20.7 (a) 中，蓄电池电压为 6V，电流为 0.4A。VT 组成变压器耦合振荡器，VT 应选择中、大功率高频管子。

B 选用高频日字形磁心，截面积为 $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ 。 L_1 用 $\phi 0.38\text{mm}$ 漆包线，绕 34 匝（约 $116\mu\text{H}$ ）， L_2 用 $\phi 0.38\text{mm}$ 漆包线绕 16 匝（约 $33\mu\text{H}$ ）， L_3 用 $\phi 0.27\text{mm}$ 漆包线绕 125 匝（约 5.2mH ）， L_4 用 $\phi 0.27\text{mm}$ 漆包线绕 16 匝（约 $33\mu\text{H}$ ）。

灯管端电压约为 60V。

图 20.7 (b) 中，当开关 S 断开时，变压器 T 经降压、整流、滤波向蓄电池缓慢充电。VT 组成振荡器，当需要点燃日光灯时，将开关 S 闭合，VT 产生的高频交流电将灯管点燃。灯管的端电压约为 100V。

脉冲变压器选用 $8\text{mm} \times 11\text{mm}$ 日字形高频磁心。 L_1 用 $\phi 0.49\text{mm}$ 漆包线绕 12 匝（约 $40\mu\text{H}$ ）， L_2 选用 $\phi 0.20\text{mm}$ 漆包线绕 400 匝（约 $45\mu\text{H}$ ）， L_3 用 $\phi 0.49\text{mm}$ 漆包线绕 7 匝（约 $14\mu\text{H}$ ）。

T 选择 8V、6V · A 变压器。LED 为交流供电、充电指示灯。

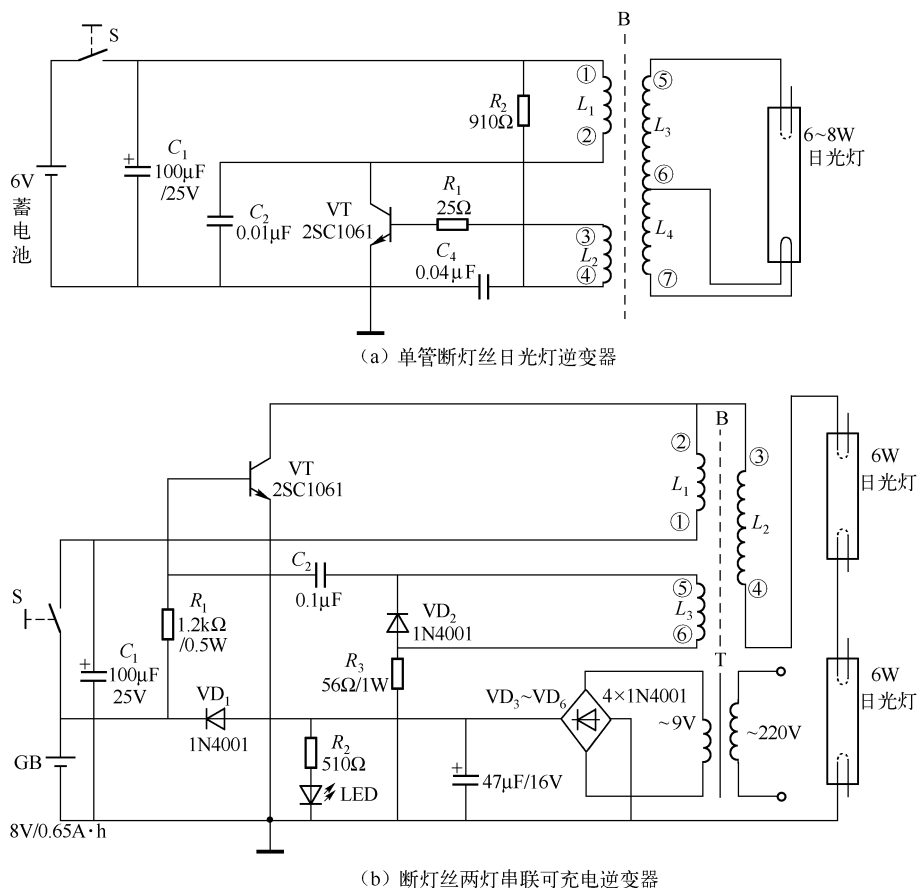


图 20.7 断灯丝日光灯逆变器

第八节 直流 (12V) - 交流 (220V) 变换器

图 20.8 所示电路可将蓄电池 12V 电压转换成 50Hz 交流, 220V 方波电压。

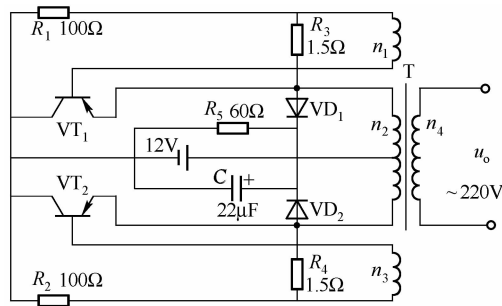


图 20.8 直流 (12V) - 交流 (220V) 变换器

64 匝, 中间抽头。二次侧 n_4 取 $\phi 0.62\text{mm}$ 绕 700 匝。

二极管 VD_1 、 VD_2 选用 1N4004 等。

VT_1 、 VT_2 作为开关使用, 两管交替导通 (一只导通时另一只截止), 输出方波, 输出功率可达 200W。 VD_1 、 VD_2 、 R_5 和 C 用于吸收振荡过程中加在截止管上的反向峰值电压, 保护晶体管。

晶体管 VT_1 、 VT_2 选择低频大功率管, 如 2N278、2N441、3AD19 等。

变压器一次侧有三个绕组, n_1/n_3 用 $\phi 0.47\text{mm}$ 漆包线绕 16 匝; n_2 用 $\phi 1.81\text{mm}$ 漆绕

第九节 直流 - 交流 - 直流变换器

图 20.9 所示电路为直流 - 交流 - 直流变换器。 VT_2 、 VT_3 组成集 - 基耦合多谐振振荡器, 它们输出矩形脉冲; VT_1 、 VT_4 组成推挽级。

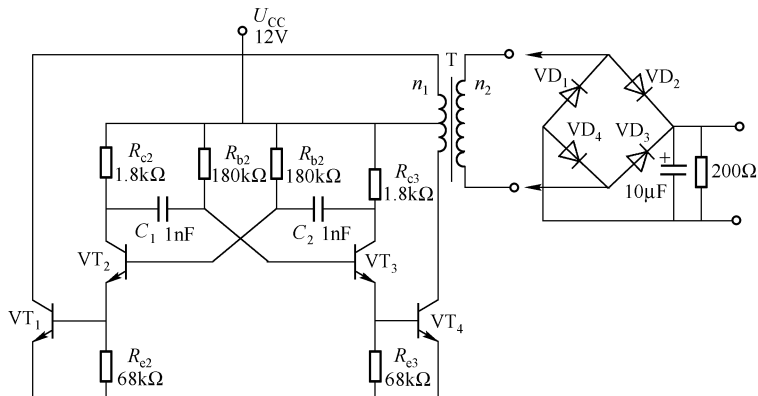


图 20.9 直流 - 交流 - 直流变换器

VT_2 、 VT_3 、 $C_1 R_{b2}$ (或 $C_2 R_{b1}$) 决定了振荡频率, 即 $f = 1/(1.4 R_{b2} C_1) \approx 4\text{kHz}$ 。

变压器 T 决定输出电压的大小, 若 $n_1/n_2 = 1/1.2$, 经整流滤波后的输出直流约为 20V, 实现了直流 - 交流 - 直流变换, 因为变压器的电压比较小, 故具有较低的直流阻抗。如需要较高的交流输出电压, 就需要提高二次线圈与一次线圈的匝比。

VT_1 、 VT_4 和 T 决定输出功率的大小, 欲提高输出功率, 则应选择中、大功率的晶体管 and 较大的变压器容量。

晶体管 $VT_1 \sim VT_4$ 可选择小功率高频晶体管, 如 2N3417 ($I_{CM} = 500\text{mA}$)、2N2222 ($I_{CM} = 800\text{mA}$) 或国产管 3DK3C 或 3DK4 等。如需要较大的输出功率, VT_1 、 VT_4 可选择中、大功率管子, 如 2N2102 ($I_{CM} = 1.0\text{A}$)、3DA14 ($I_{CM} = 1.0\text{A}$) 或 2N3585 ($I_{CM} = 5.0\text{A}$)、3DA44A ~ E ($I_{CM} = 5.0\text{A}$)。相应地要采用高频磁心, 加粗绕组的线径。

整流管 $VD_1 \sim VD_4$ 应选择开关二极管, 如 1N3879 或 2CK28。

第十节 DC/AC 转换器

DC/AC 转换器也称逆变器, 即将直流变成交流的电路。

1. 功能简介

- ① 将汽车的蓄电池直流电转换成 220V 交流电, 适于军队、旅行车野餐时使用的炊具。
- ② 用于车、船的日光灯、节能灯照明。

2. 电路组成

DC/AC 转换器由脉宽调制型开关电源和场效应管等组成。下面介绍脉宽调制型开关电源 CW1525A/1527A、CW2525A/2527A、CW3525A/3527A。

CW1525A/2525A/3525A 内含误差放大器、振荡器、脉冲比较器、触发器、锁存器、基

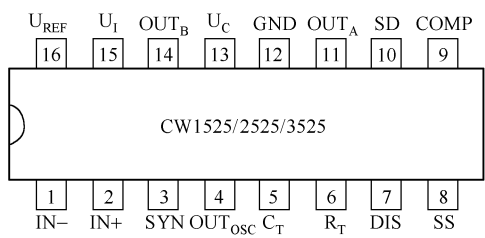


图 20.10 CW1525A/2525A/3525A 的引脚排列

准电源和图腾柱输出级等。CW1525A/2525A/3525A 或 CW1527A/2527A/3527A 为国产系列脉宽调制型开关电源集成电路，它们的结构基本相同，引脚功能相同，只是工作温度范围有所区别。CW1525A/1527A 的工作温度范围为 $-55 \sim 125^{\circ}\text{C}$ ；CW2525A/2527A 的工作温度范围为 $-25 \sim 85^{\circ}\text{C}$ ；CW3525A/3527A 的工作温度范围为 $0 \sim 70^{\circ}\text{C}$ 。

① CW1525A/2525A/3525A 的引脚排列如图 20.10 所示，引脚功能见表 20.1。

表 20.1 CW1525A/2525A/3525A 的引脚功能

引脚号	符号	功 能	引脚号	符号	功 能
1	IN -	反相输入端	9	COMP	补偿端
2	IN +	同相输入端	10	SD	关断端，高电平关断电路
3	SYN	同步端	11	OUT _A	输出 A 端
4	OUT _{osc}	振荡输出端	12	GND	地
5	C _T	外接定时电容端	13	U _C	集电极引出端
6	R _T	外接定时电阻端	14	OUT _B	输出 B 端
7	DIS	放电端	15	U _I	输入端
8	SS	软启动端	16	U _{REF}	基准电压输出端约 5.1V

CW1525A/2525A/3525A 和 CW1527A/2527A/3527A 都采用图腾柱输出级，具有 200mA 的负载能力。前者输出级采用“或非”逻辑，后者输出级采用“或”逻辑。

② CW1525A/2525A/3525A 内部设置有定时振荡电路 $R_T - C_T$ ，只要在外接端子 6 脚接定时电阻 R_T ，5 脚接定时电容 C_T 即可确定电容 C_T 的充电时间 $T_{\text{充}}$ 。 R_T 、 C_T 与充电时间 $T_{\text{充}}$ 的关系如图 20.11 所示。

③ CW1525A/2525A/3525A 的外接电阻 R_D 用于调节“死区”时间。设置“死区”时间调节可以保证 VT_1 与 VT_2 不会出现同时导通的情况，提高了电路的安全性与可靠性。“死区”时间即为电容 C_T 的放电时间 $T_{\text{放}}$ 。 R_D 与 $T_{\text{放}}$ 的关系如图 20.12 所示。

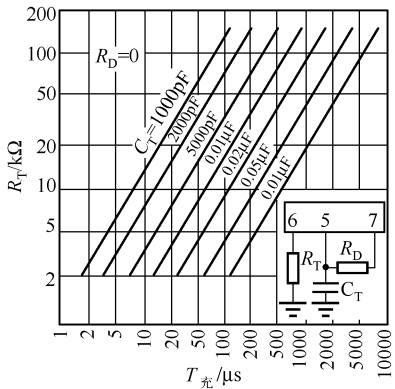


图 20.11 外接 R_T 、 C_T 与充电时间的关系曲线

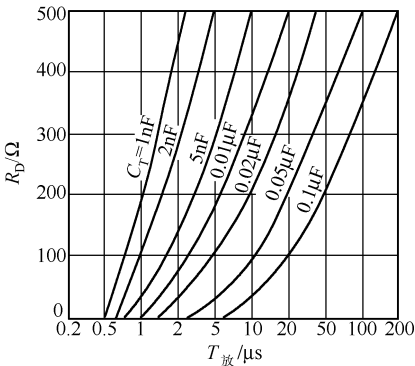


图 20.12 “死区”调节电阻 R_D 与放电时间 $T_{\text{放}}$ 的关系曲线

因此, 芯片的振荡周期 $T = T_{\text{充}} + T_{\text{放}}$

3. CW1525A/2525A/3525A 的基本应用

CW1525A/2525A/3525A 的两个输出端可用于单端输出, 即将两输出端并联输出, 也可用于双端输出, 其基本应用原理如图 20.14 所示。OUT_A、OUT_B 均输出振荡信号, 连接两个晶体管将振荡信号传输给变压器的一次侧, 再经变压器的二次侧升压变成所需要的交流电压。

4. 实用 DC/AC 转换器

CW1525 基本应用原理图如图 20.13 所示。实用 DC/AC 转换器如图 20.13 (a) 所示, 它是图 20.14 (c) 的扩展应用。

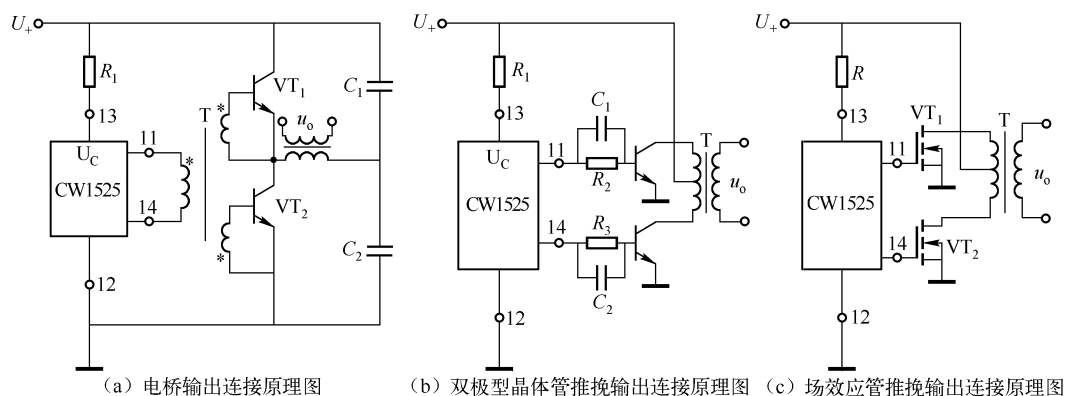


图 20.13 CW1525 基本应用原理图

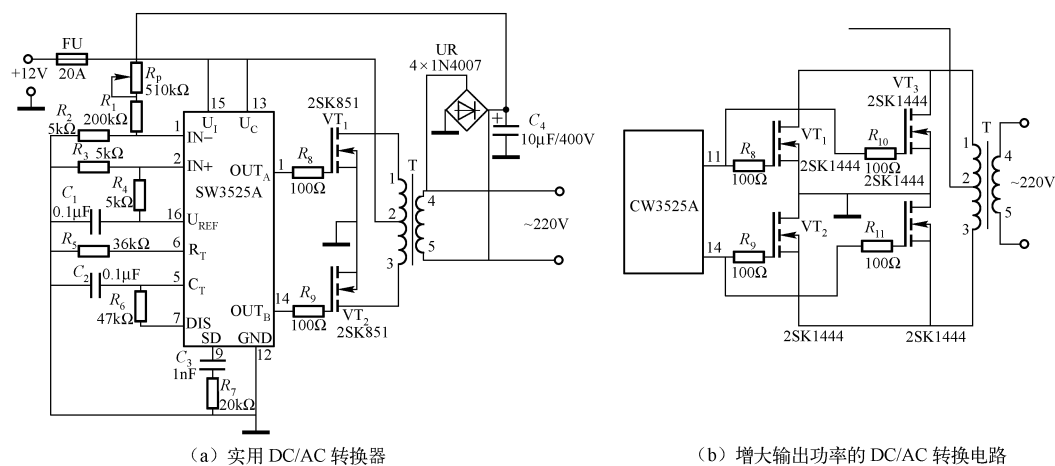


图 20.14 DC/AC 转换器

(1) 振荡频率设计

芯片电路的振荡周期 $T = T_{\text{充}} + T_{\text{放}}$, $T_{\text{充}}$ 、 $T_{\text{放}}$ 分别是定时电容 C_T 的充、放电时间, $T_{\text{充}}$ 由生产厂商给定的曲线 (见图 20.11) 确定。首先确定 C_T , 令 $C_T = 0.01\mu\text{F}$ (即电路图中的 $C_2 = 0.01\mu\text{F}$)。注意, 厂商是在 $R_D = 0$ 的情况下绘制出的充电曲线, R_D 不为零时, 充电时间稍有增加, 假定按增加 25% 计算。令 $T_{\text{充}} = 250\mu\text{s}$, 由图 20.11 可确定 $R_T \approx 36\text{k}\Omega$ (即电路图

中的 $R_5 = 36\text{k}\Omega$)。

(2) “死区” 调节电阻 R_D 的设计

C_T 的放电时间和 R_D 有关, 已确定了 $C_T = 0.01\mu\text{F}$, 令 $T_{\text{放}} = 2\mu\text{s}$ 。 $T_{\text{放}} = 2\mu\text{s}$ 的竖直直线与 $C_T = 0.01\mu\text{F}$ 的曲线相交, 可确定 $R_D = 47\Omega$ 。故实用 DC/AC 转换电路的振荡周期为 $T = T_{\text{充}} + T_{\text{放}} \approx 250\mu\text{s} + 2\mu\text{s} = 252\mu\text{s}$, 振荡周期 $f = 1/T \approx 1/(252\mu\text{s}) = 4\text{kHz}$ 。

(3) 开关管的选择

VT_1 、 VT_2 为场效应管, 作为开关管使用, 栅极分别接 OUT_A 、 OUT_B 。 OUT_A 、 OUT_B 交替输出方波信号, 使 VT_1 、 VT_2 轮流导通, 即当 VT_1 导通时 VT_2 截止, VT_2 导通时 VT_1 截止。因此, 在变压器的二次线圈便得到约 4kHz 的 220V 失真正弦波。

VT_1 、 VT_2 可选择 2SK851 或 2SK1444。

(4) 取样反馈电路

为稳定输出电压, 利用全桥 UR 整流、 C_4 滤波, R_p 、 R_2 、 R_3 取样将输出电压的一部分 (变成直流) 负反馈至误差放大器的反相端, 使输出电压稳定。

(5) 变压器 T 的设计

因为频率较高, 故变压器的铁心需选择高频磁心, 其截面积为 4cm^2 。一次线圈用 $\phi 1.5\text{mm}$ 漆包线双线并绕 20 匝 A 线的起头作为始端, A 线的尾端接 B 线的起端作为中心抽头, B 线的尾端作为尾端。一次线圈也可采用中间抽头的方法。二次线圈用 $\phi 0.8\text{mm}$ 漆包线绕 500 匝。一次线圈与二次线圈的匝比为 $1:25$ 。

(6) 调试

① 用毫伏表接至两输出端监测输出电压, 调节 R_p 使输出电压为 220V , 之后将 R_p 锁定为固定电阻。

② 频率调节可选用不同的 R_T 、 C_T 值, 以满足不同频率的需要。

5. 输出功率的增容

如需增加输出功率, 可将与 OUT_A 相连的两个 MOS 管并联, 与 OUT_B 相连的两个 MOS 管也并联, 如图 20.14 (b) 所示, 也可选用功率较大的 MOS 管。同时, 应相应增加变压器的容量。用于车、船照明灯的变换还要考虑蓄电池的容量。

第十一节 恒流 DC/AC 变换器

图 20.15 所示电路为一个恒流 DC/AC 变换器, 用于太阳能荧光灯照明, 它是太阳能照明系统中不可缺少的电路。硅太阳能电池即所谓的光伏器件, 它将太阳能转换成电能并储存于蓄电池中, 用于晚上照明。荧光灯需要交流 220V 电源才能点燃, 因此, 需要把直流电转换成交流电。

电路由 DC/AC 变换器、钳制电路等组成。DC/AC 变换器是一个多谐振荡器, 由 VT_1 、高频变压器 T 等组成, 它将直流逆变成交流, 由变压器输出; 钳制电路由 VT_2 、 R_{p2} 、 C_2 、 C_3 、 R_2 、 R_3 等组成, 它将工作电流始终调制在 360mA 。

稳压器 7806 为晶体管 VT_1 、 VT_2 提供稳定的工作电压。

VT_1 需选择中功率 NPN 晶体管, β 值应高一些, 如 D880 ($80\text{V}/3\text{A}$) 或 TIP31C ($100\text{V}/$

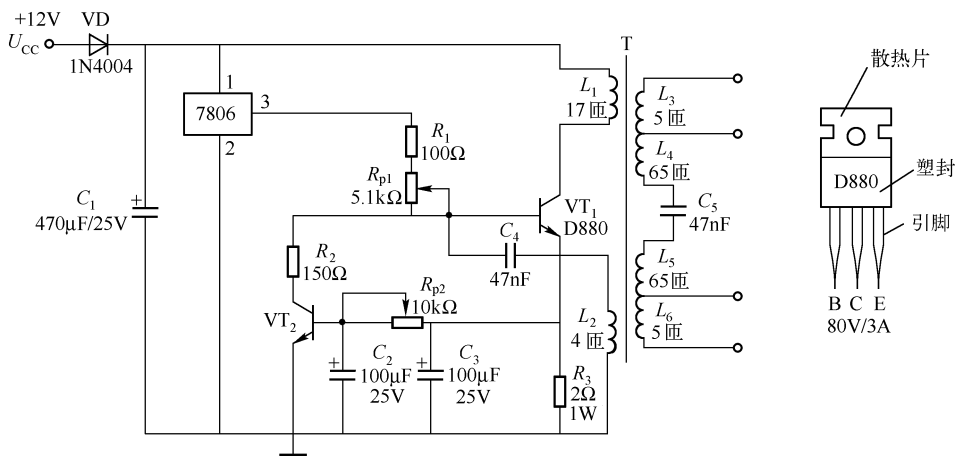


图 20.15 恒流 DC/AC 变换器

6A) 等。VT₂ 采用高频小功率管即可，如 2N2222、8050 等。

高频变压器的铁心可选择高质量的硅钢片，如山形铁心，截面积为 6.5mm × 6.5mm，选用磁心更好。

变压器的所有绕组均选用 $\phi 0.45\text{mm}$ 漆包线，一次绕组 L_1 为 17 匝， L_2 为 4 匝；二次绕组 L_3 和 L_6 均为 5 匝， L_4 和 L_5 均为 65 匝。 L_3 和 L_6 接于灯丝，用于低温时快速起动。 $L_4 - C_5 - L_5$ 输出交流 220V，跨接于荧光灯的两端。

电路调试方法如下：

① 首先调节 R_{p2} 使其电阻最大 (10k Ω)，再调 R_{p1} ，使流过灯丝的电流为 400mA。

② 调节 R_{p2} ，使整个灯的工作电流为 360mA，至此，启动时电流为 400mA，启动后电流降至并稳定在 360mA。

该电路还可以用于其他 DC/AC 设备中。

第十二节 100W 逆变电源

用汽车蓄电池可将直流电变成 50Hz、220V 的交流电，功率可达 100W。由 IC₁、IC₂ 组成的 50Hz 振荡器，反相器 IC₃、IC₄，VMOS 振荡器 VT₁、VT₂，变压器 T 等构成的 100W 逆变电源如图 20.16 所示。电路可提供 3A 的负载电流，适于野外用交流电源、汽车用日光灯、地下超市备用电源。

电路调试与器件选择方法如下：

① 调节 R_p 使 4011 的 10 脚输出频率为 50Hz。

② 电路的关键器件是 VMOS (VT₁、VT₂)，应选择开启电阻 R_D 小、漏极电流 (I_D) 5A 以上的 VMOS，如 KWP8N45 (MTP8N45)、UFN841、YTF841 或 KWH8N45、MTH7N45 等，它们的 I_D 均为 8A， R_D 均为 0.8 Ω 。如果 R_D 过大，空载时的输出电压还是 220V，一旦带负载，输出电压将下降，负载越大，电压下降越大。因为负载大时， I_D 增大， I_D 在 VT₁ (或 VT₂) 的 R_D 、变压器 12V 侧绕组电阻 r_1 、电阻 R_7 上的压降增大，使负载电压下降。

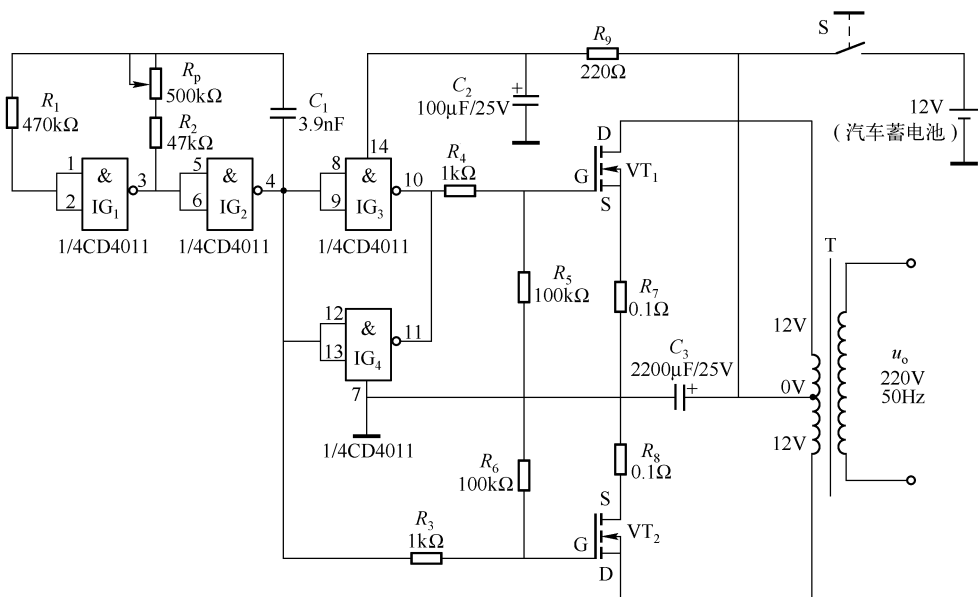


图 20.16 100W 逆变电源

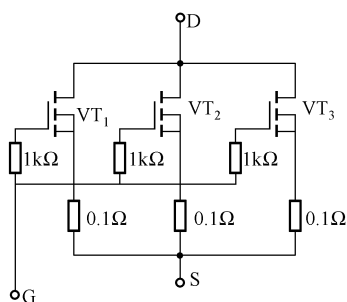


图 20.17 VMOS 的并联

如果不能选择 R_D 小的 VMOS，则应使两个或三个 VMOS 并联，如图 20.17 所示，图中的 D、S、G 均应接至单管 VMOS 的相应位置。

③ R_7 、 R_8 为源极回路的反馈电阻，可使电路稳定工作，其上电流较大，功耗为 $P = I_D R_7 = 5^2 \times 0.1 \text{ W} = 2.5 \text{ W}$ ，可选择 3W、0.1Ω 的电阻。

④ 变压器 T 可选用市售的 220V/12V - 0V - 12V，容量为 150V · A 的变压器。如输出电流较小，可降低 T 的容量。

第十三节 大功率逆变器

利用大功率振荡器和变压器 T 可组成大功率逆变器，如图 20.18 所示。变压器一次侧以左边电路为大功率振荡器，其振荡器频率约 $f \approx 1/1.4 \times 68 \times 10^3 \times 0.22 \times 10^{-6} \text{ s} \approx 48 \text{ Hz}$ 。当 $U_{DD} = 12 \text{ V}$ ， $R_1 = R_4 = 68 \Omega$ ， $VT_1 \sim VT_4$ 的 $\beta \approx 20$ 时，输出电流 $I_o \approx 3 \text{ A}$ 。

VT_1/VT_3 选用 BD244C、TIP42C 或其他 $I_{CM} = 6 \text{ A}$ 的 PNP 型中、大功率管子； VT_2/VT_4 选用 BD243C、TIP31C 或其他 $I_{CM} = 6 \text{ A}$ 的 NPN 型中、大功率管子； VT_5/VT_6 选用达林顿管，如 BD679、D1590 等。

变压器 T 可选用市售 220V/12V 电源变压器，12V 侧接振荡器，220V 侧为输出绕组。T 的容量根据负载的大小来选择。

该电路可用于汽车的 220V 交流灯具的照明，也可用于野外交流 220V 炊具用电。

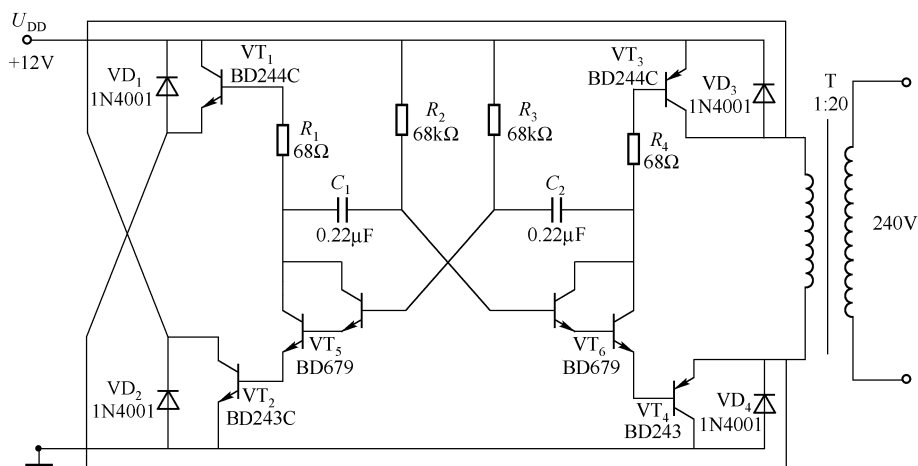


图 20.18 大功率逆变器

第十四节 直流高压变换器

直流高压变换器如图 20.19 所示，它将 9V 的直流变换成 -1.15kV 和 $+1.4\text{kV}$ 。晶体管 VT_1 、 VT_2 和变压器组成变压器耦合振荡器，它产生的振荡电压经变压器二次侧变换成高压交流电，1618 匝绕组的输出电压经整流滤波变换成 -1.15kV 的直流高压；1508 匝绕组经倍压整流滤波变换成 $+1.4\text{kV}$ 高压直流。

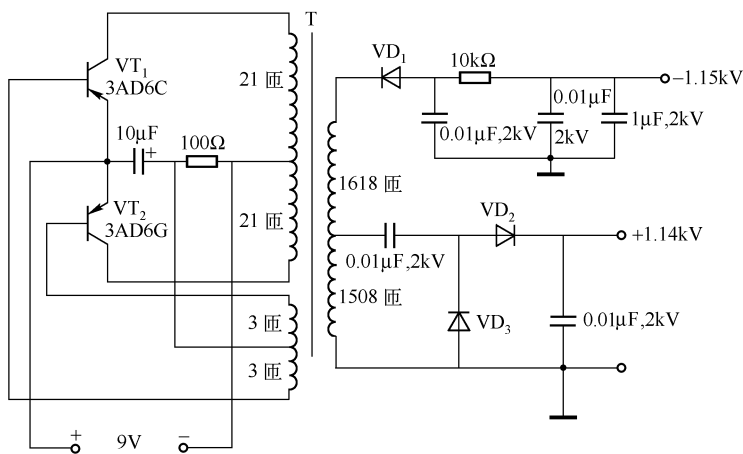


图 20.19 直流高压变换器

$\text{VD}_1 \sim \text{VD}_3$ 应选择高反压二极管，如 03Z15/05Z15（1500V）、03Z18/05Z18（1800V）、03Z19/05Z19（1900V）、03Z20/05Z20（2000V）、1N3286（3000V）或 2CZ55X 等。

第二十一章 LED 驱动电路的设计与应用

LED 是 Light Emitting Diode 的缩写，中文译为发光二极管。LED 属于半导体光电器件，具有发光特性，还具有半导体二极管的整流特性。在电路设计中，常使用 HB LED（High Brightness LED，高亮度 LED）、UHB LED（超高亮度 LED）、W LED（白光 LED）、HI LED（高亮度高效 LED）和 Flash-LED（频闪 LED）等产品。

本章主要介绍 LED 驱动电路的设计与应用电路。

第一节 LED 的基本知识

一、LED 简介

目前，制作 LED 的主要材料有 GaAs（砷化镓）、GaAsP（磷砷化镓）、GaAlAs（铝砷化镓）、AlInGaP（铟铝磷化镓）、GaInN（铟氮化镓）等。GaAs、GaAsP 可用于制作红光（ $\lambda_p = 650\text{nm}$ ）LED；GaAlInP 可制作红光、黄光（ $\lambda_p = 590\text{nm}$ ）LED；GaInN 可制作绿光、蓝光（ $\lambda_p = 450\text{nm}$ ）LED。这些材料发出的主光束为单色光。

白光不是单色光，大多数白光 LED 是采用激发白磷光体，用于展宽蓝光的输出光谱来达到白光效应，还有一些白光 LED 是采用 UV（紫外光）发光器来激发组合磷光体。这些发出的光都是一种“冷光”，使人感到不如荧光灯发出的光柔和，这是 LED 的缺点。这一问题的解决方法是将红、绿、蓝（三基色）三只 LED 组合在一起并用可变占空比的脉冲去激发，这样可得到在可见光范围内调节的输出光。

LED 采用电场发光，发光效率高、功耗低、寿命长、无辐射，其光谱几乎都集中在可见光频段，发光效率可达 80%~90%。白炽灯的发光效率为 12lm/W，寿命小于 2000h；螺旋节能灯的发光效率为 60lm/W，寿命小于 8000h；三基色荧光灯的发光效率是 96lm/W，寿命约 10000h。

LED 和上述光源相比具有以下优点：

① LED 为冷光源，无辐射，使用中不产生有害物质，是新型绿色环保光源，工作电压低，可采用直流驱动，具有超低功耗（0.03~0.06W），光电功率转换接近 100%，在相同照明效果下，比传统光源节能 80% 以上。

② LED 是固体冷光源，没有灯丝，性能稳定，可在 -30~150℃ 环境下工作，使用寿命可达 60000~100000h，是传统光源使用寿命的 10 倍以上。

③ LED 可组成多彩灿烂的灯光。

因此，开发、应用 LED 对光源革命具有重大意义。

二、高亮度和超高亮度 LED

高亮度 LED (High-Brightness Light Emitting Diode, HB LED) 是指发光强度接近于 100mcd 的 LED。UHB LED 即超高亮度 LED 是指发光强度达到或超过 100mcd 的 LED, 即坎德拉 (cd) 级 LED。对于视觉, HB LED 和 UHB LED 未有明确的分界线。采用 AlGaInP 和 InGaN 材料制造的超高亮度 LED, 将多个红、蓝、绿超高亮度 LED 组合在一起, 不用滤光片也可得到各种颜色。

目前, LED 的发光效率均超过白炽灯并接近荧光灯, 发光亮度已高于 1000mcd, 可满足室外全天候、全色显示的需要, 用 HB LED 可制作彩色超大屏幕。

三、LED 的主要参数

1. LED 的电学参数

(1) 伏安特性 ($I-U$ 特性)

伏安特性是 PN 结性能的主要参数, LED 的伏安特性具有单向导电性和非线性, 正向偏置时表现为低电阻, 反之为高电阻, 如图 21.1 所示。

① 正向死区电压 (图中的 OB 或 OB' 段)。是指正向偏置时, 当 $U < U_A$ 时, 外电场尚未克服少数载流子扩散形成的势垒电场。此时内电阻 R 很大, 电流很小。克服势垒电场的电压为开启电压 U_T , 不同 LED 的 U_T 值不同, GaAs 为 1V, 红光 GaAsP 为 1.2V, GaP 为 1.8V, GaN 为 2.5V。偏置电压仅达到开启电压时, LED 刚起辉, 还没有足够的亮度。

② 正向工作电压 (图中 AB 或 $A'B'$ 段)。工作电流 I_F 与管子的正向压降 U_F 呈指数关系, 即

$$I_F = I_S \left(e^{\frac{qU_F}{KT}} - 1 \right)$$

式中, q 为电子电量; K 为玻尔兹曼常数; T 为绝对温度; I_S 为反向饱和电流。

当偏置电压 $U > U_F$ (正向工作区) 时, I_F 随 U_F 的增大呈指数上升态势, 因此, 在设计 and 应用 LED 时, 其正向压降 U_F 不可超过其极限值 U_{Fmax} , 否则, 通过 LED 的电流将急剧增大使其烧毁或发光亮度急剧下降。在设计中, 应根据需要选择 I_F , 一般小于 $0.6I_{Fmax}$ 。正向电压 U_F 是在给定 I_F 时得到的, 一般是在 $I_F = 20\text{mA}$ 时测得的。 $\phi 3\text{mm}$ 和 $\phi 5\text{mm}$ 的 LED, 其 $U_F = 1.4 \sim 3.6\text{V}$ 。当环境温度上升时, U_F 将下降。

在正向压降小于阈值时, LED 的电流极小, 不发光; 当超过阈值时, I_F 随 U_F 迅速增大, LED 发光。

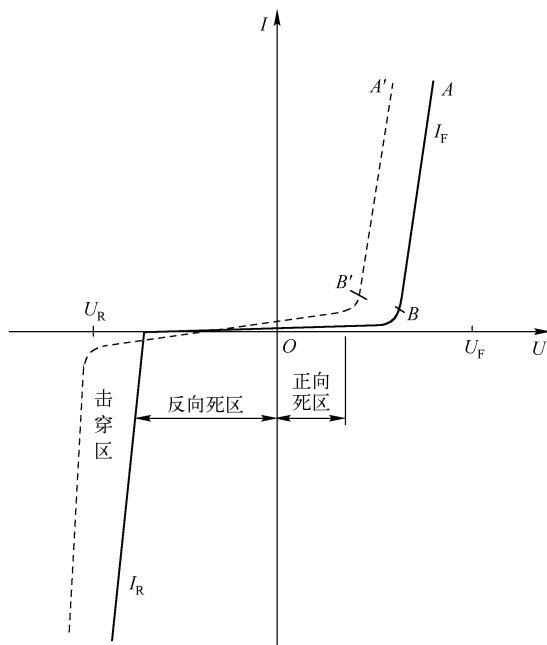


图 21.1 LED 的伏安特性曲线

LED 的亮度除了和 U_F 有关外, 还受环境温度的影响, 在设计电路时还应考虑温度的影响。

③ 反向死区电压。电压 $U < 0$ 时, PN 结反偏, PN 结产生反向漏电流 I_R 。各种 LED 管的 I_R 不同, GaP 的 $I_R|_{U=5V} = 0$, GaN 的 $I_R|_{U=-5V} = 10\mu A$ 。在这种情况下, LED 是安全的。

④ 反向击穿电压, U_R 称为反向击穿电压, 此时的反向漏电流 I_R 很大。和齐纳二极管不同, LED 一旦被反向击穿, 管子将损坏, 它是不可逆的。LED 的反向击穿电压不高, 应用时 U_R 切不可超过额定值。

(2) 允许功耗 P_D

若通过 LED 的电流为 I_F , 管子压降为 U_F , 则 LED 的消耗功率为 $P_D = U_F I_F$, 在外加偏压、偏流一定时, 会使 PN 结内的一部分载流子复合并发光; 另一部分变为热能, 使结温升高, 当 T_j (PN 结) $> T_A$ (环境) 时, LED 内部的热能由管座向外释放。因此, 对于超高亮度的 LED 或大功率 LED 对散热要有所考虑。对于小功率 LED, 可将焊接阴极的敷铜板面积适当增加; 对于大功率 LED, 则必须加散热器或风冷。

(3) 响应时间

响应时间包括上升时间 t_r 和下降时间 t_f , 上升时间 t_r 是指接通电源后, LED 的发光亮度从正常值的 10% 达到正常值的 90% 所经历的时间; 下降时间 t_f 是指 LED 从正常发光亮度的 90% 衰减至原值的 10% 所对应的时间, 如图 21.2 所示。

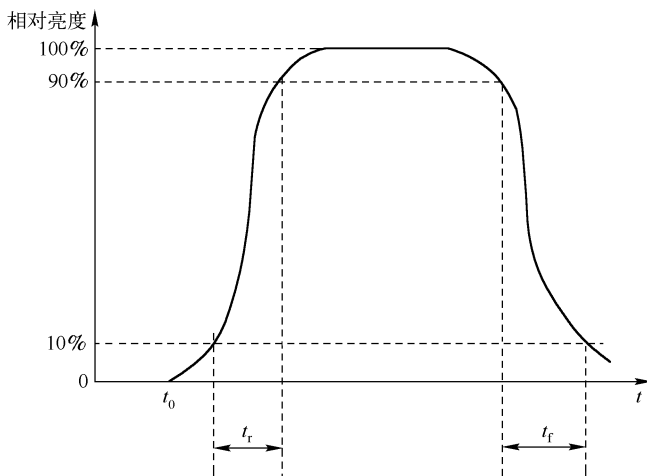


图 21.2 LED 的响应时间

响应时间是标志反应速度的一个重要参数, 在脉冲驱动或电压调制时显得很重要。例如, GaP LED 的 $t_r = 10^{-7}s$, 它可用于 10MHz 以下的高频系统; GaAs、GaAsp、GaALAs LED 的 $t_r = 10^{-9}s$, 它可应用于 100MHz 以下的高频系统。

(4) LED 的极限参数

① 最大耗散功率 P_m 。允许加在 LED 两端的正向直流电压 U 与流过它的电流 I 之乘积 $P_m = UI$ 。超过此值, LED 将过热甚至烧毁。

② 最大正向直流电流 I_{Fm} 。允许通过 LED 的正向直流电流的最大值 I_{Fm} , 超过此值可损坏 LED。

③ 最大反向电压 U_{Rm} 。LED 所允许的最大反向电压 U_{Rm} , 超过此值 LED 将被击穿损坏。

④ 最高环境温度 T_{Am} 。当环境温度上升至 T_{Am} 时将致 LED 的热量剧增使其损坏或亮度锐

减, 此时的 T_{Am} 为最高环境温度。

2. LED 的光学特性

LED 的光学特性指标、参数较多, 因此和电路设计、应用关系不太大的从略, 仅介绍和亮度相关的一些数据、特性。

(1) LED 的流明效率

几种常见 LED 的流明效率见表 21.1。

表 21.1 几种常见 LED 的流明效率

LED 的发光颜色	λ_p/nm	材 料	流明效率/(lm/w)
红光	700	GaP; Zn-O	2.4
	660	GaAlAs	0.27
	650	GaAsP	0.38
黄光	590	GaP; N-N	0.45
绿光	555	GaP; N	4.2
蓝光	465	GaN	—
白光	谱带	GaN + YAG	小芯片为 1.6; 大芯片为 18

(2) LED 的波长

LED 的发光波长 λ 与所用材料的禁带宽度 E_g 有关, 即

$$\lambda = hc / (qE_g)$$

式中, q 为载流子的电量, $q = 1.602 \times 10^{-19} \text{C}$; c 为光速, $c = 2.998 \times 10^8 \text{m/s}$; h 为普朗克常数, $h = 6.626 \times 10^{-34} \text{J} \cdot \text{s}$ 。将这些数据代入可得 $\lambda = 1239/E_g$ (单位: nm)。

例如, 红外 GaAs 的禁带宽度 $E_g = 1.43 \text{eV}$, 则

$$\lambda_{\text{GaAs}} = 1239 \text{nm} / 1.43 = 866 \text{nm}$$

在 $\lambda = 380 \sim 780 \text{nm}$ (可见光) 范围内, 半导体的 $E_g = 1.63 \sim 3.26 \text{eV}$ 。

LED 的发光波长不仅和所用材料有关, 还和制造工艺有关, 可在一定范围内控制器件的发光波长。

(3) LED 发光的角分布

LED 发光在空间的分布是不同的, 主要取决于制造工艺。图 21.3 所示为高指向性的发光角分布, 为了得到高指向性的角分布应采取以下措施:

- ① LED 管芯位置应离模粒头远一些。
- ② 用圆锥状的模粒头。
- ③ 封装 LED 的环氧树脂中不能加散射剂。

常用圆形封装 LED 的散射角分别为 5° 、 10° 、 30° 和 45° 。

(4) 发光波长的分布

严格来说, LED 发光波长并非单一波长, 其波长分布如图 21.4 所示。

(5) LED 发光强度的角分布

不同型号 LED 的发光强度随角度 (法线与过零点的各斜线之夹角) 的变化有所不同, 图 21.5 给出两只不同型号的 LED 发光强度的角分布情况。纵轴表示发光强度与最大发光强度之比; 横轴表示发光强度。显然, 法线方向上的相对发光强度为 1, 离开法线方向的角度越大, 相对发光强度越小。

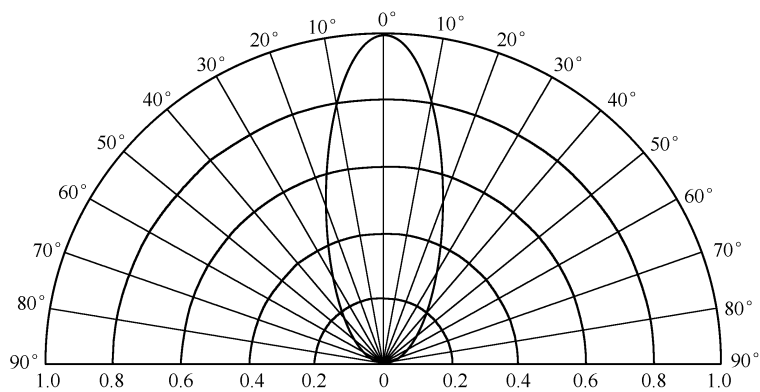


图 21.3 LED 的高指向性角分布

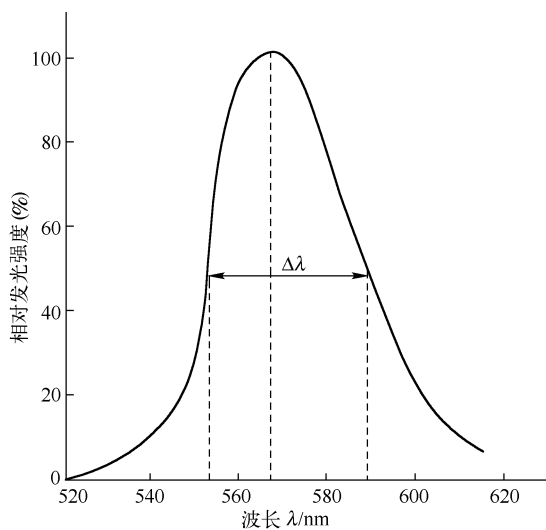


图 21.4 LED 发光波长的分布

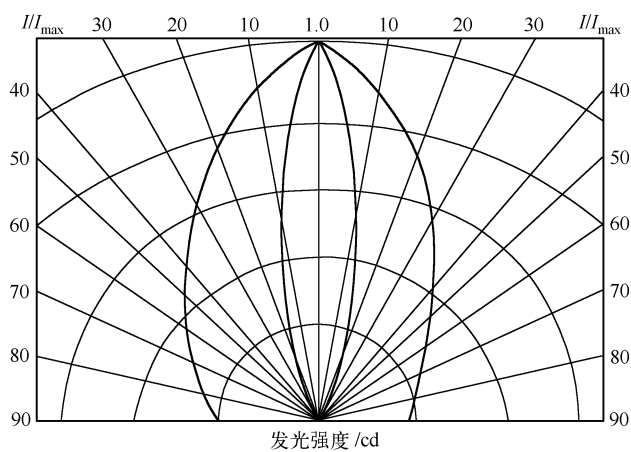


图 21.5 两只不同型号 LED 发光强度的角分布

3. LED 的热学特性

LED 的热学参数与 PN 结的结温有关, 在小电流 ($I_F < 10\text{mA}$) 或在 $10 \sim 20\text{mA}$ 下长期连续工作, LED 的温度变化不明显。若环境温度较高, LED 的主波长 λ_p 会向长波方向漂移, 初始亮度 (B_0) 也会下降, 这样, 对于点阵分布的 LED 或 LED 大显示屏, 温度对其可靠性、稳定性的影响更为显著。 λ_p 与温度 T 的关系为

$$\lambda_p(T) = \lambda_0(T_0) + \Delta T_g \times 0.1\text{nm}/^\circ\text{C}$$

可见, 当结温每升高 10°C , 波长向长波方向漂移 1nm , 并且发光的均匀性、一致性变差。用于照明的光源若要求小型化、密致排列以提高单位面积上的光强、光亮度, 应特别注意选用散热性好的灯具外壳; 对于密致排列的大显示屏则应考虑散热, 以确保 LED 长期稳定工作。

四、LED 的分类

1. 按发光颜色分

LED 可分为红光、橙光、绿光 (含黄绿、标准绿和纯绿)、蓝光等。另外, 有的 LED 还可发出两种或三种颜色的光。

2. 按输出光面特征分

LED 可分为圆形、方形、矩形 LED, 面发光 LED、侧向发光 LED 以及表面安装微型 LED。圆形 LED 按直径可分为 $\phi 2\text{mm}$ 、 $\phi 4.4\text{mm}$ 、 $\phi 5\text{mm}$ 、 $\phi 8\text{mm}$ 、 $\phi 10\text{mm}$ 及 $\phi 20\text{mm}$ 等。

3. 按发光强度的角分布分

(1) 高指向型

高指向型 LED 一般为尖头环氧树脂封装, 或带有金属反射腔的封装, 其半角为 $5^\circ \sim 20^\circ$ 或更小, 具有很高的指向性, 可作为局部照明光源用。

(2) 标准型

标准型 LED 通常用作指示灯, 半角为 $20^\circ \sim 45^\circ$ 。

(3) 散射型

散射型是视角较大的 LED, 半角为 $45^\circ \sim 90^\circ$ 或更大, 添加的散射剂较多。

4. 按结构分

LED 有全环氧树脂封装、金属底座环氧树脂封装、陶瓷底座环氧树脂封装和玻璃封装等。

5. 按发光强度分

有普通亮度 LED (发光强度小于 10mcd)、高亮度 LED (发光强度为 $10 \sim 100\text{mcd}$) 和超高亮度 LED (发光强度大于 100mcd)。

6. 按工作电流和功率分

目前常用 LED 的工作电流有 20mA 、 300mA (1W)、 800mA (3W) 和 1500mA (5W) 四种。

第二节 LED 驱动技术

一、LED 的驱动方案

LED 是电流驱动器件，具有单向导电特性，具有直流控制、高效率、PWM 调光、过电压保护、负载断开保护等特点。设计 LED 驱动电路时，应注意以下特点：

- ① LED 是单向导电器件，必须用直流电流或单向脉动电流供电。
- ② LED 具有势垒电势，即正向死区电压，这就形成了导通门限电压 U_T 。白光或中功率 LED 的 U_T 一般为 2.5V 以上，正常工作时其正向压降 $U_F = 3 \sim 4V$ 。
- ③ 和电阻不同，流过 LED 的电流和加在其上的电压不成正比。
- ④ LED 的光通量随通过它的电流的增加而增加，但不成正比。设计电路时应使 LED 在一个发光效率较高的电流值下工作。
- ⑤ LED 的 PN 结为负温度系数，温度升高时 LED 的势垒电势下降，因此，LED 不能直接用电压源供电，必须采取限流措施，否则，随着温度的升高，电流会越来越大，以致损坏 LED。

LED 有四种驱动形式：低电压驱动、过渡电压驱动、高压驱动和市电驱动。

1. 低电压驱动

低电压驱动是指用低于 LED 正向导通压降的电压驱动，其正常供电电压为 0.8 ~ 1.65V，如用一节普通电池或镍氧电池。低电压驱动需要把电压提升到足以使 LED 导通的电压值，如 1.5V 或 1.2V 的 LED 手电筒、LED 应急灯、台灯等。

这种驱动一般采用脉冲变压器、自举电路或电荷泵升压等技术。

2. 过渡电压驱动

过渡电压驱动是指给 LED 供电的电源电压值和 LED 管压降值相差不大，有时电源电压低于管压降，有时高于管压降，如一节锂离子电池满电压时为 4.2V，快用完时为 3V 以下。典型应用是 LED 矿灯。

3. 高电压驱动

高电压驱动是指 LED 的电源电压始终高于 LED 管压降，如用 6V、9V、12V 电池作为 LED 的电源。典型应用有太阳能草坪灯、太阳能庭院灯、机动车照明灯和灯光系统等。

这种驱动一般采用串联开关降压电路。

4. 市电驱动

市电驱动是最具应用价值的供电方式，半导体照明系统归根结底其电源必须用市电供电才能得到推广、应用。

市电驱动要解决的是降压、整流问题，还要有较高的变换效率、较低的成本、较小的体积。另外，还要解决安全隔离问题、电磁干扰问题和功率因数问题。

对于中小功率 LED 驱动，目前最佳电路是用非隔离开关电源（见本书第十八章）驱动 LED，实现隔离式单端反激变换；对于大功率 LED 驱动，应采用桥式变换电路。

二、LED 驱动器的特点

驱动 LED 的器件或电路系统称为 LED 驱动器,它具有直流控制、PWM 调光、高效率、过电压保护、负载开路保护、简便易用、小尺寸的特点。

1. 直流控制

LED 是电流器件,其亮度与正向电流成正比,控制 LED 的正向电流即可控制其亮度。控制正向电流的方法有以下几种。

(1) 具有限流电阻的电压源

电路简单,如图 21.6 所示。由 LED 的伏安特性可知,LED 正向压降稍有上升,正向电流就剧增,而正向压降又易受结温的影响,这就要求选用正向压降一致的 LED 且环境温度变化不大。通过 LED 的电流为

$$I_{\text{LED}} = (U_i - U_{\text{Fn}}) / R_n \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$

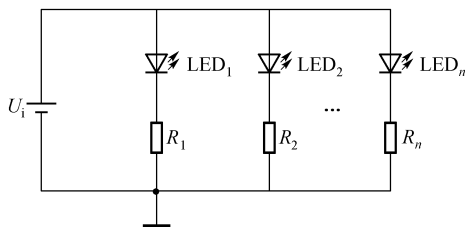


图 21.6 具有限流电阻的电压源电路

式中, U_{Fn} 为第 n 个 LED 的正向压降; R_n 为第 n 个 LED 的限流电阻。

(2) 恒流源驱动 LED

可将多个 LED 和限流电阻串联,用恒流驱动。

2. PWM 调光

许多便携式 LED 设备和其他应用电路中都需要进行亮度调节,方法之一是采用 PWM (脉宽调制)。在具有 PWM 的电路中, PWM 可调节脉冲的占空比 D , D 越大,电路的输出电压越大,LED 的亮度也越大。为确保人眼感受不到 PWM 的变化, PWM 频率必须高于 100Hz。最大 PWM 频率还取决于响应时间和电源的起动。LED 驱动集成电路一般都能接受高达 50kHz 的 PWM 频率。

3. 过电压保护

恒流源的基本特性是输出恒定电流,其输出电压则随负载而定。无论负载多大恒流源都将产生恒定输出电流,如果负载电阻增大,电源的输出电压必将随之增大;如果负载断路,输出电压可增加到超出集成电路或分立元器件的额定电压,因此,对于恒流驱动必须采用过电压保护。

常用的过电压保护方法有以下几种。

(1) 稳压管与 LED 并联

每个 LED 均与稳压管并联,使输出电压限制在稳压管的击穿电压之下。

(2) 监控输出电压并在达到设定值时关闭电源

过电压时关断电源可降低功耗并延长电池使用寿命,一般采用专用集成电路实现。

4. 负载断开

在升压转换器断电瞬间和 PWM 调光模式中,负载断开功能尤为重要。转换器断电瞬间,负载(LED)通过电感、二极管和输入电压相连,这样便会产生一个小的漏电流,在转换器转换的空闲时间会缩短电池的寿命;在 PWM 空闲时间,因输出电容 C_{OUT} 和 LED 连接,

C_{OUT} 会通过 LED 放电直至再次打开电源, C_{OUT} 在每个 PWM 循环中都部分放电, 在电路中产生电流脉冲, 降低系统效率并在输入总线上产生瞬时电压。负载断开功能一般是在 LED 和检测电阻之间设置一个 MOSFET 管, 用控制器控制 MOSFET 的栅极。

三、LED 与驱动器的匹配

LED 与驱动器的匹配分下列四种情况。

1. LED 串联方式

LED 串联方式如图 21.7 所示, 通过每个 LED 的电流相等、亮度相同, 电路简单、成本低。

当采用电压源驱动时, 若某只 LED 发生短路, LED 两端电压将升高, 驱动器输出电流将增大, 容易损坏所有 LED。

串联电压源驱动电路应加限流电阻 R , 有

$$R = (U_i - nU_F) / I_{LED}$$

式中, U_i 为电源电压; n 为串联 LED 的个数; U_F 为 LED 的正向压降; I_{LED} 为正向额定电流。

采用恒流源驱动时, 某只 LED 损坏短路不会影响其他 LED 正常工作。

串联驱动时, 当某只 LED 断路, 其他的 LED 均不亮, 解决的方法是每只 LED 两端均并联一只稳压管, 如图 21.8 所示。稳压管的击穿电压应比 U_F 略高, 否则 LED 不亮。

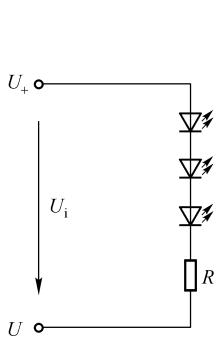


图 21.7 LED 串联方式

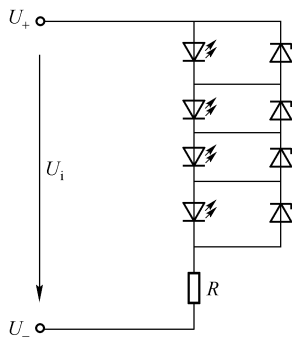


图 21.8 LED 两端并联稳压管电路

2. LED 并联方式

LED 的并联方式如图 21.9 所示。并联驱动电压较低, 无需电感提升电路, 每个 LED 的 U_F 一致, 总电流为 $\sum I_F$ 。为了实现每只 LED 的 I_F 相同, 需选择 U_F 一致的管子。

并联方式的缺点是: 各个 LED 的散热条件不尽相同, 散热条件较差的管子, 温升较大, U_F 下降造成 I_F 上升, I_F 的上升又造成结温加剧上升, 如此恶性循环, 导致 LED 烧毁。

当并联方式采用恒流源驱动时, 如果某只 LED 短路, 整个电路的电流急剧上升, 导致电源烧毁; 当某只 LED 断路时, 由于输出电流不变, 使每只 LED 的电流上升, 因此, 中、大功率的 LED 不宜采用电流源驱动并联 LED。

3. LED 混联方式

混联方式是先将数量相同的 LED 串联为一组, 再将各组并联, 如图 21.10 所示。每一串联支路上的电压相同, 通过每支路的电流也相近, 同一串联支路中每个 LED 的电流也相同, 亮度一致。

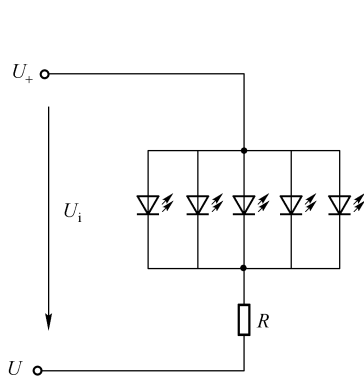


图 21.9 LED 的并联方式

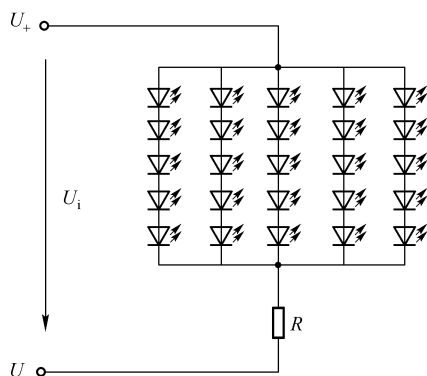


图 21.10 LED 的混联方式

当某一串联支路上有一只 LED 短路时，不管是恒压驱动还是恒流驱动，通过该支路的电流将增大，很容易损坏支路中的其他 LED，该支路多呈现为断路状态。如果采用电压源驱动，驱动器的电流将减小，不影响余下的各支路 LED 正常工作；如果采用恒流源驱动，由于驱动器的输出电流不变，分配在其余 LED 的电流将增大，容易损坏所有的 LED。解决的办法是，在输出功率一定的情况下，尽量多并联 LED，这样，当断开某一 LED 时，分配在其余 LED 中的电流变化不大，不至于影响其他 LED 正常工作。

这种先串后并的电路的优点是，电路简单，亮度稳定，可靠性较高，对器件一致性要求较低，即使个别 LED 失效，对其他 LED 的影响较小。

先并后串电路缺点较多，不提倡采用。

4. LED 交叉阵列

LED 交叉阵列电路如图 21.11 所示，电路由“行”和“列”组成，每列 3 只串联 LED 为一组，每行由 5 只并联 LED 组成。当电路中某只 LED 开路时，基本不影响其他 LED 正常工作；当某只 LED 短路时，该行的其他 4 只 LED 不亮，但没有损坏，换这只短路 LED 即可恢复。

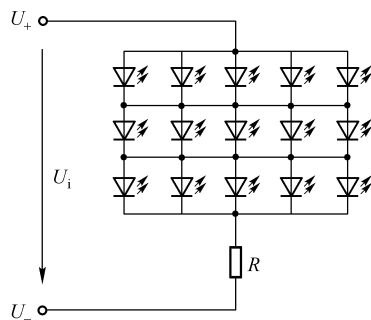


图 21.11 LED 交叉阵列电路

第三节 LED 驱动电路

驱使 LED 发光的电路称为 LED 驱动电路或 LED 驱动器。本节介绍交流电源驱动和直流电源驱动两种电路。所谓交流驱动，即市电经降压、整流、滤波之后来驱动 LED；直流电源驱动是指用直流电源，如电池，来驱动 LED 发光。

一、电容降压式 LED 驱动电路

1. 电路设计

一种实用的电容降压式 LED 驱动电路如图 21.12 所示。 C_1 为降压电容， R_1 为泄漏电阻， $VD_1 \sim VD_4$ 为整流桥， C_1 、 C_2 为滤波电容， R_v 为压敏电阻，TVS 为瞬态电压抑制二极管。

管（又称为瞬态电压抑制器）， R_2 为限流电阻。

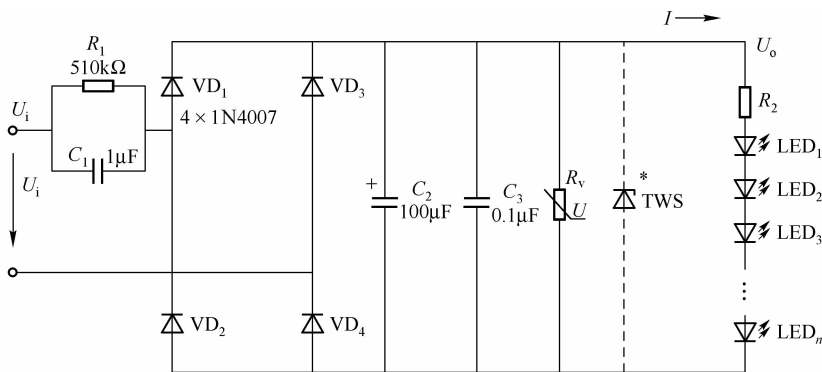


图 21.12 电容降压式 LED 驱动电路

(1) 降压电容 C_1 的设计

降压电容 C_1 与泄放电阻 R_1 并联，其阻抗为 $Z_1 = R_1 // X_c = R_1 // \frac{1}{j\omega C_1}$ ，因为 $R_1 \gg 1/(j\omega C_1)$ ，故 $Z_1 \approx X_c = 1/(j\omega C_1) = 1/(j2\pi f C_1)$ ， f 为交流电源的频率， $f = 50\text{Hz}$ 。

因为电路的输出（负载）电压 $U_o \ll U_i$ ，故流过电容降压电路的电流为 $I = U_i/X_{C1}$ ， U_i 为交流电压的有效值， $U_i = 220\text{V}$ ， X_{C1} 为 C_1 的容抗，代入数据得

$$I = 69C_1$$

式中， I 的单位为 mA； C_1 的单位为 μF 。当电容 $C_1 = 1\mu\text{F}$ 时， $I = 69\text{mA}$ ，即容量为 $1\mu\text{F}$ 的电容能提供 69mA 的电流，当用电流超过 69mA 时，电容无能力提供，迫使输出电压 U_o 下降，且不稳定。应根据输出电流 I 的大小来选择 C_1 的容量，并留有余量。例如，需要 100mA 的电流，可选择 $2\mu\text{F}$ 的电容。

在 220V 、 50Hz 市电电路中，通过 C_1 的理论电流与实测电流列于表 21.2 中。

C_1 应选择耐压为 400V 以上的涤纶电容或纸介质电容。如用电解电容需将同极性相串联（如负极与负极相连）的两个电容来代替无极性电容。

表 21.2 市电电路中通过电容 C_1 的理论电流与实测电流的比较

电容 $C_1/\mu\text{F}$		0.047	0.1	0.22	0.47	1	2.0	4.7
电流 I/mA	理论值	3.2	6.9	15.2	32.4	69	152	324
	实测值	3.3	7.0	15	32.5	70	152	325

(2) 泄放电阻 R_1 的选择

C_1 上的压降最大可达 $\sqrt{2} \times 220\text{V} = 311\text{V}$ 。如果有泄放电阻， C_1 上的电荷无法释放，会长期保存，给修理和使用人员带来隐患。选择泄放电阻应考虑：

① 使 $R_1 \gg X_{C1} = 1/(2\pi f C_1)$

② C_1 的容量越大，残留电荷越多，泄放电阻就要选越小一些。泄放时间 $\tau = R_1 C_1$ ，可按 $\tau = 0.4 \sim 0.6\text{s}$ 来确定 R_1 。表 21.3 给出了泄放电阻的经验数据，基本在 $0.4 \sim 0.6\text{s}$ 之间确定 R_1 值。

表 21.3 降压电容所对应的泄放电阻的经验数据

$C_1/\mu\text{F}$	0.47	0.68	1	1.05	2
$R_1/\text{k}\Omega$	1000	750	510	360	200 ~ 300

(3) 压敏电阻（或瞬态电压抑制二极管）的选择

图 21.12 中的 R_v 和 TVS 能在电压突然上升瞬间有效地将突变电流泄放掉，从而保护 LED 和其他元器件。

压敏电阻的标称电压值有 18V、22V、24V、27V、33V、39V、47V、56V、82V、100V、120V、150V、200V、216V、240V、250V、273V、283V、360V、470V、850V、900V、1100V、1500V、1800V、3000V 等规格，应根据需要来选择 R_v 。例如，市电的峰值为 311V，当瞬变电压超过 311V 时，有可能对 LED 造成损坏，可选择额定电压为 360V 的压敏电阻；一旦有瞬变电压达到或超过 360V 时， R_v 在响应时间（几纳秒到十几纳秒）内将突变电流泄放掉，从而保护了 LED。如果 LED 为草坪灯、庭院灯，为防闪电雷击，可选择耐压较大的压敏电阻，如 1100V、1800V 乃至 3000V 的压敏电阻。

图 21.12 中，如不用压敏电阻，可选用 TVS，一旦遭受瞬间高压脉冲（如浪涌电压），器件立即被反向击穿，迅速变成低阻状态，可有效地保护负载 LED。TVS 器件可“吸收”数千瓦的瞬时电功率，瞬态电流可达几百安培，其响应时间极短（约 1ps），比压敏电阻快几百倍。

TVS 的选择原则：①击穿电压应略高于直流输出电压；②TVS 的功率应按输出功率的 1/3 ~ 1/2 来选择。TVS 参数可参考表 18.2。

(4) 滤波电容 C_2 、 C_3 的选择

C_2 、 C_3 可将整流后的脉动直流电压滤波成平稳的直流电压，其耐压可按 $1.2U_o$ 来选择， C_2 可用两个 220 μF /50V、小体积的串联电容代替。

(5) 调试

R_2 用 5 圈 10k Ω 电位器代替，与 60 只 LED 串联，实测 $U_{C1} = U_{R1} = 127\text{V}$ ， $U_o = 142\text{V}$ ，调节 R_p 使 $I = 20\text{mA}$ ，再用与 R_p 相近的固定电阻 R_2 接入电路。

2. 电容降压式具有双重滤波的 LED 驱动电路

电容降压式具有双重滤波的 LED 驱动电路如图 21.13 所示。 C_1 、 R_1 、 R_{v1} 、 L_1 和 R_2 组成电源滤波电路，可将输入的瞬间高压滤除掉； $VD_1 \sim VD_4$ 组成桥式整流电路； C_3 、 C_4 、 L_2 和 R_{v2} 组成整流后的滤波电路。此电路组成双重滤波电路，可有效地保护 LED 不被瞬间高压击穿。 C_2 和 R_3 组成降压电路， $C_2 = 2\mu\text{F}$ ，允许通过 $2 \times 69\text{mA} = 138\text{mA}$ 的输出电流。

负载 LED 的连接方式为交叉阵列形式，共 5 列 15 行，即由 5 组 LED - R 并联形成一组负载，共 15 组，共有 75 只 LED 和电阻 R 。假定负载（LED 和 R ）的参数均一致，每列的电流为 $I/5$ ，每一组 LED - R 上的电压为 $U_o/15$ ，则

$$U_F + R(I/5) = U_o/15$$

由此得

$$R = (U_o - 15U_F)/(3I)$$

假定 $I = 100\text{mA}$ ， $U_o = 120\text{V}$ ， $U_F = 2.5\text{V}$ ，则

$$R = (120 - 15 \times 2.5)\Omega / (3 \times 0.1) = 275\Omega$$

取标称值 $R_{\text{标}} = 280\Omega$ 。

因为 $R_{\text{标}} > R$ ，故通过每列 LED 的电流由 20mA 下降至 19.6mA。

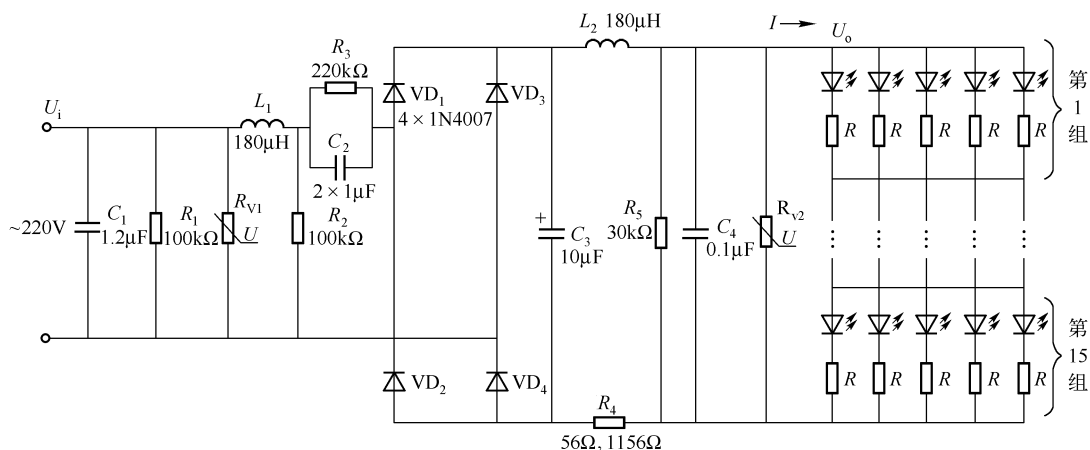


图 21.13 电容降压式具有双重滤波的 LED 驱动电路

3. 电容降压式双路输出 LED 照明系统

电容降压式双路输出 LED 照明系统如图 21.14 所示，该电路与前述电容降压式 LED 驱动电路的组成、原理基本相同，不再赘述。

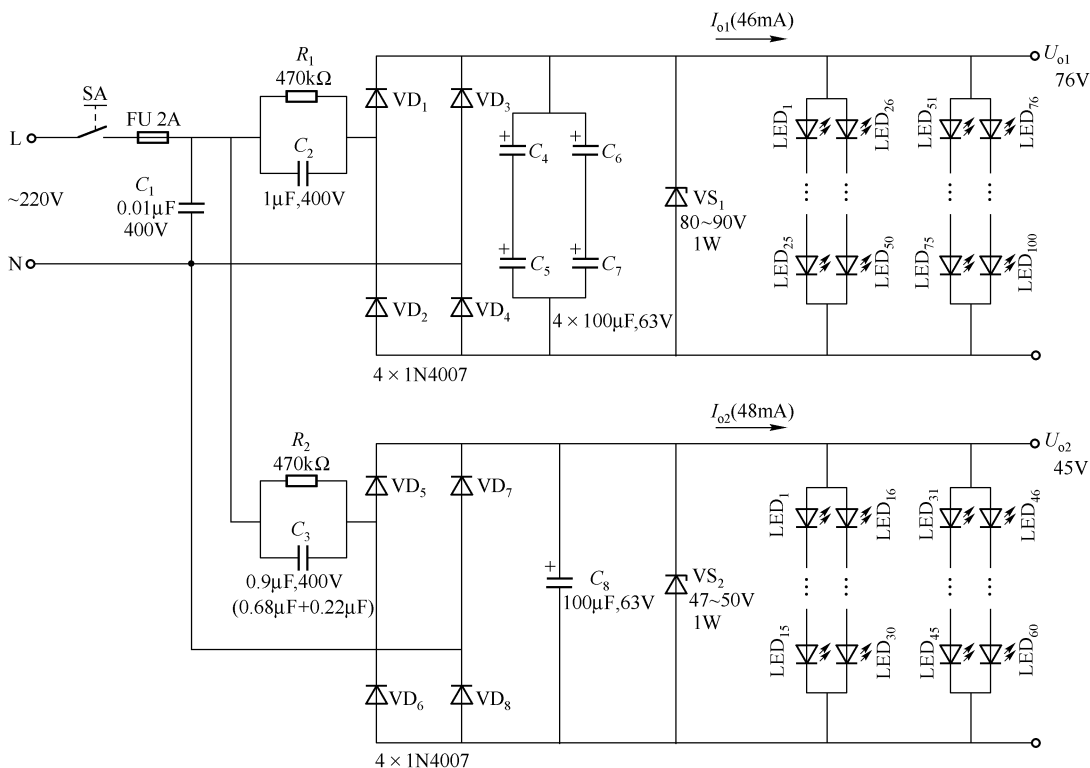


图 21.14 电容降压式双路输出 LED 照明系统

$C_4 \sim C_6$ 组成等效为 $1\mu\text{F}/126\text{V}$ 的电容，因为 $1\mu\text{F}/100\text{V}$ 的电解电容体积太大，故用 C_4 与 C_5 、 C_6 与 C_7 串联后再并联来等效。等效之后，容量为 $1\mu\text{F}$ ，耐压为 126V ，完全可以满

足要求。

C_1 的作用是滤除窜入电源的频率较高的杂波, 不加此电容也可以。

第一路输出电压为 76V, 输出电流为 46mA, 每支路 LED 的电流为 11.5mA; 第二路输出电压为 45V, 输出电流为 48mA, 每支路 LED 的电流为 12mA。各支路 LED 电流均未达到额定电流, 可延长 LED 的使用寿命。如欲调节亮度, 可适当增减降压电容 C_2 和 C_3 的容量。

元器件的选择方法如下:

① LED 尽量选择各参数, 特别是 U_F 一致的高亮度、散射角 $Q \geq 120^\circ$ 的“草帽形”管子。

② TVS 的击穿电压按略高于直流输出电压来选择, 功率可按输出功率的 $1/3 \sim 1/2$ 来选择。本例可选择 BZY97-120, 也可选用其他型号。

4. 交流驱动 LED 设计方法

一般交流驱动 LED, 是将 $R-VD-LED$ 串联直接接到交流电源上, 因为 LED 正向压降很低, 电压几乎全部降落在电阻 R 上, 因此 R 的功耗很大, 电阻发热严重, 易造成损坏。

用交流电源直接驱动 LED 的电路如图 21.15 所示。电容 C 是用来控制 LED 电流 I_{LED} 的, 二极管 VD 用来整流。不管电流方向如何, LED 或 VD 两端压降都很小, 只占电压的很小部分。

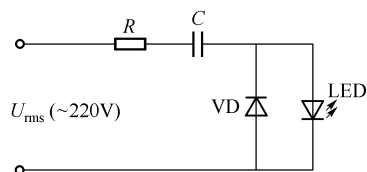


图 21.15 交流电源直接驱动 LED 电路

(1) 电容 C 的选择

电容的平均电流值为 $\bar{I}_C = 0.9U_{rms}/X_C = 0.9U_{rms} \times 2\pi fC$ 。

LED 的平均电流值为 $\bar{I}_{LED} = \frac{1}{2}\bar{I}_C = 0.9\pi fU_{rms}C$ 。

对于 220V 市电, $f=50\text{Hz}$, 则平均电流值为

$$\bar{I}_{LED} = 0.9\pi \times 50 \times 220 \times C = 31100C$$

则所需要的电容值为

$$C = \frac{\bar{I}_{LED}}{31100}$$

\bar{I}_{LED} 可由 LED 参数表查出。例如, 通用 $\phi 5$ 发光管的 $\bar{I}_{LED} = 15\text{mA}$, 则 $C = 15 \times 10^{-3} \text{F} / 31100 = 0.48\mu\text{F}$, 可选用 $0.47\mu\text{F}$ 或 $0.68\mu\text{F}$ 电容。

对于 $U_{rms} = 110\text{V}$ (或 100V 、 117V) 的国家和地区, 则 $C = \bar{I}_{LED} / 15550$ 。

(2) 电阻 R 的选择

R 是为了限制接通电源瞬间电流的, 一般情况下取 100Ω 即可。该电路还可以驱动多个 LED (可串联或串并联), 可用于 LED 照明灯。

二、直流驱动电路

直流电源驱动可分为恒压输出驱动和恒流输出驱动。恒压输出驱动适于 LED 并联工作, 因为并联工作的各个 LED 的正向压降不一致, 故会造成发光强度的偏差; 恒流驱动是使各

个 LED 相串联，串联工作的 LED 电流相同，因此发光强度基本一致，其缺点是，当串联 LED 中的任一只出现开路故障时，电路的输出电压会大幅度上升，对驱动器或输出电容造成损坏，因此要求驱动电路应具有过电压保护功能。用稳压管也可以来限制最大输出电压，在有故障的情况下会有预先设定的最大电流通过稳压管，故其效率较低。

用电池作为恒压驱动和恒流驱动的能源是便携式电子设备的主要方式，应用十分广泛。各种形式应用电路的主体是各种形式的集成电路，如为驱动 WLED（白光 LED）而设计的集成电路主要提供恒定电流，其中大部分是采用电感或电荷泵。

电荷泵驱动技术是利用分立电容将电源从输入端传至输出端，不需要使用任何电感，是应用广泛的驱动 WLED 的方案之一。电荷泵的体积小，设计简单，主要是选择适当的电容。电荷泵方案的主要缺点是只能提供有限的输出电压范围。绝大多数电荷泵的输出电压最多只能达到输入电压的 2 倍，因此，若想用电荷泵驱动一只以上的 WLED，就必须采用并联方式，而具有稳压功能的电荷泵驱动多只 WLED 时，必须用限流电阻来防止电流分配不均，而限流电阻消耗电能会降低效率。

另一种提高输出电压的方案是电感式驱动电路，其体积小、效率高，适宜便携式电子产品用电池作为驱动能源。

更为理想的方式是采用恒流源集成电路驱动各种 LED（如 HBLED、WLED）。它提供一个或多个恒流 LED 驱动端口，如 8 端口、16 端口可分别驱动 8 个或 16 个 LED 串联支路。这些集成芯片使用简单，外围元器件很少。

这些 WLED 或 HBLED（高亮度 LED）集成驱动电路形式多种多样，应用广泛，本书在相关章节介绍其应用及设计电路。

第四节 白光 LED 驱动电路（一）

一、MAX684/MAX683/MAX682 电荷泵白光 LED 驱动电路

MAX684/MAX683/MAX682 为电荷泵稳压集成电路，由它们组成的白光 LED 驱动电路如图 21.16 所示。使用 MAX684 时电路可驱动三只 15mA WLED。电路的输入电压 $U_i = 3 \sim 5.5\text{V}$ ，输出电压为 5V。电路只需一只电阻和三只电容，不需要电感。如果应用中需要超过三只 WLED，可采用 MAX683 或 MAX682，它们分别提供 100mA 和 250mA 输出电流，MAX682 可驱动多达 16 只并联 WLED。

电路设计要点如下：

① 在 MAX684/MAX683/MAX682 的关断端 $\overline{\text{SHDN}}$ 上加 PWM 信号，频率范围为 200 ~ 300Hz，可实现调光。

② MAX684/MAX683/MAX682 的切换频率值由下式确定：

$$f_{\text{osc}} = 4.5 \times 10^{10} (U_i - 0.69) / R_{\text{EXT}} \text{ (单位: Hz)}$$

例如， $U_i = 4.2\text{V}$ ， $R_{\text{EXT}} = 150\text{k}\Omega$ 时， $f_{\text{osc}} = 1.053\text{MHz}$ ； $U_i = 3.0\text{V}$ ， $R_{\text{EXT}} = 100\Omega$ 时， $f_{\text{osc}} = 1.040\text{MHz}$ 。

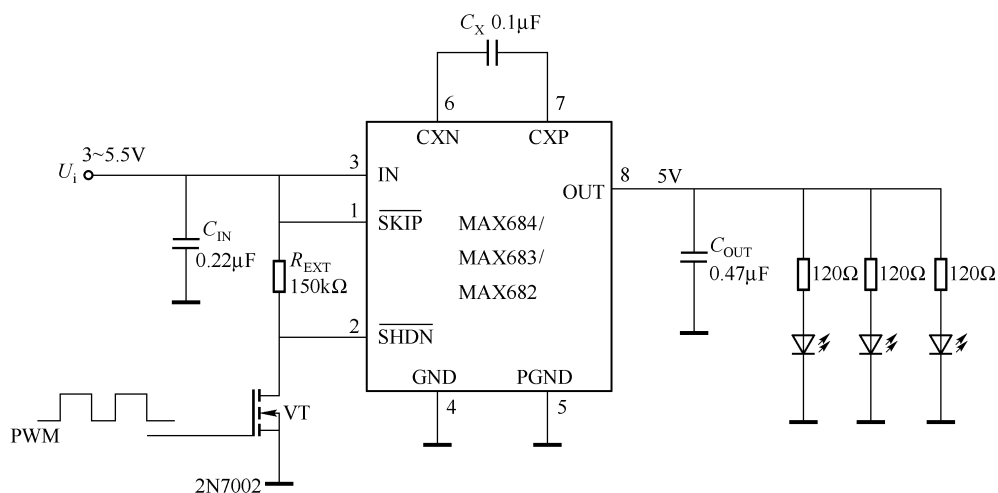


图 21.16 MAX684/MAX683/MAX682 白光 LED 驱动电路

二、电荷泵 - 恒流源 WLED 驱动电路

本电路由电荷泵 MAX684 和恒流源 MAX1916 两块集成芯片组成，如图 21.17 所示。

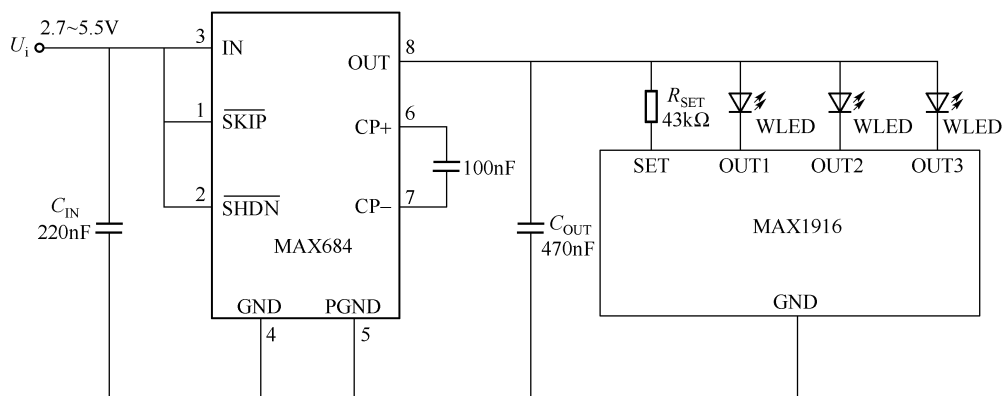


图 21.17 电荷泵 (MAX684) - 恒流源 (MAX1916) WLED 驱动电路

MAX684 为 8 脚 SO/ μ MAX 封装电荷泵集成电路，与此相似的电路还有 MAX682、MAX683；MAX1916 为低压差、恒流、3 路白光 LED 驱动集成电路。

WLED 的正向压降为 3.4~4.2V，目前用于手持电子设备，多以单节锂离子电池供电。用一节锂离子电池不能驱动具有 WLED 负载的 MAX1916，因此，用 MAX684 电荷泵将一节锂离子电池的电压转换成 5.0V。

MAX682/MAX683/MAX684 可将 2.7~5.5V 输入电压转换成 5.0V 电压，对应的输出电流分别为 250mA、100mA 和 50mA。

MAX682/MAX683/MAX684 的 $\overline{\text{SHDN}}$ 为关断控制端， $\overline{\text{SHDN}}$ 为高电平时，电路工作； $\overline{\text{SHDN}}$ 为低电平时，电路关断。可将 $\overline{\text{SHDN}}$ 接一个 100kΩ 电阻后接高电平或低电平，也可不

接电阻直接接到输入电源或地端。 $\overline{\text{SKIP}}$ 为低噪声/高效率控制端，当 $\overline{\text{SKIP}}$ 为高电平时为低噪声（LOW NOISE）运行状态；当 $\overline{\text{SKIP}}$ 为低电平时，为高亮高效率（HI-EFF）运行状态。

三、高效 WLED 驱动电路

MAX1561 是高效白光 LED 驱动器，由它组成的 WLED 驱动电路如图 21.18 所示。

1. MAX1561 的引脚排列及功能

MAX1561 是 QFN 封装，其引脚排列如图 21.19 所示。MAX1561 的引脚功能见表 21.4。

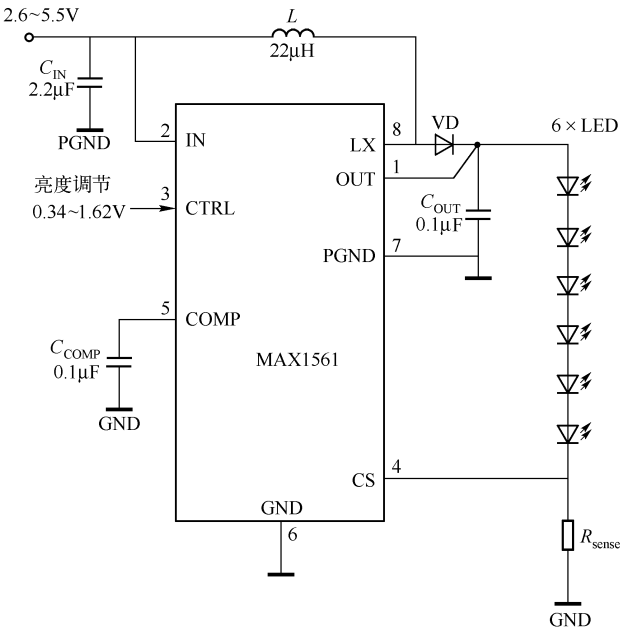


图 21.18 高效 WLED 驱动电路

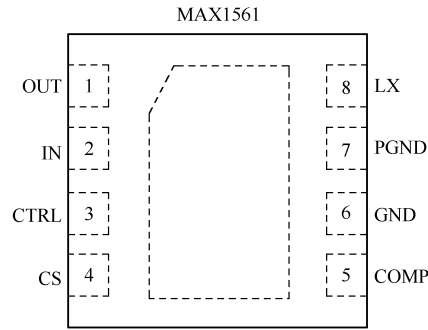


图 21.19 MAX1561 的引脚排列（顶视图）

表 21.4 MAX1561 的引脚功能

引脚号	符号	功 能
1	OUT	过电压检测输出端。当 $U_{\text{OUT}} > 27\text{V}$ 时，内部 MOSFET 截止，一直到 U_{OUT} 降到 25V 以下，器件才重新软启动。此端接一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容到 PGND 端
2	IN	电源输入端。输入电压范围为 2.6 ~ 5.5V。此端接一个 $2.2\mu\text{F}$ 电容到 PGND 端
3	CTRL	LED 亮度调节输入端。以 $0.24 \sim 1.62\text{V}$ 电压变化来调节亮度，超过 1.62V 后亮度不再增加。若此端电压低于 100mV 并超过 8.2ms，器件被关断
4	CS	电流检测反馈端。在 CS 端接一个检测电阻到 GND，用来设定 LED 的偏置电流。在 CS 端的电压调节到 $U_{\text{CTRL}}/10$ 或 0.162V（较小的一个值）
5	COMP	补偿输入端。此端接一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容（ C_{COMP} ）从 COMP 到 GND。 C_{COMP} 稳定了 DC/DC 变换器并控制了软启动。当关断状态时， C_{LOMP} 放电到 GND
6	GND	地。连接 PGND 并且地线通过器件的底部（可散热）

(续表)

引脚号	符号	功 能
7	PGND	电源地。与 GND 连接
8	LX	电感器连接点, 此端在关闭状态呈高阻抗

2. MAX1561 的主要特点

- ① 输出端可串联多个 LED, 各个 LED 的电流相同, 发光一致性好。
- ② 采用升压式 DC/DC 变换器, 效率为 84%。
- ③ LED 的亮度可灵活调节。可采用模拟电压调节, 也可采用 PWM 调节。
- ④ 内部有耐压 30V 的功率 MOSFET, 输出功率达 900mW。
- ⑤ 振荡器的频率为 1MHz, 可用小尺寸的外接元器件。
- ⑥ 输入电压范围为 2.6 ~ 5.5V, 适于单节锂电池或 3 ~ 4 节镍氢电池供电。
- ⑦ 最大输出电压为 26V, 并有过电压保护。
- ⑧ 内部有软启动电路, 可防止电流冲击。
- ⑨ 有关断控制, 关断时的电流仅 0.3μA。
- ⑩ 采用薄形 3mm × 3mm 8 脚 QFN 封装。
- ⑪ 工作温度为 -40 ~ +85℃。

3. 应用

可应用于蜂窝电话、智能电话、PDA、手持式无线通信装置、便捷式计算机的背光显示电路或其他装置中。

4. 应用电路及设计

由 MAX1561 组成的高效白光 LED 驱动电路如图 21.18 所示。下面介绍设计方法。

(1) LED 电流 I_{LED}

I_{LED} 决定 LED 的亮度, 它与 R_{sense} 有关, 并通过 CTRL 端的电压 U_{CTRL} 来调节亮度, 即

$$I_{LED} = U_{CTRL} / (10R_{sense})$$

式中, U_{CTRL} 的调压范围为 0.24 ~ 1.62V, $U_{CTRL} = 0.24V$ 时, LED 最暗; $U_{CTRL} = 1.62V$ 时, LED 最亮。 I_{LED} 一般取值 15 ~ 20mA, I_{LED} 确定后再确定 R_{sense} , 即

$$R_{sense} = 1.62V / [10 \times (15 \sim 20)mA]$$

当 $I_{LED} = 20mA$ 时, $R_{sense} = 8\Omega$, 可取 $R_{sense} = 8.2\Omega$ 。

(2) 亮度调节

在 CTRL 端输入模拟电压 0.24 ~ 1.62V 可调节 LED 亮度, 当 $U_{CTRL} > 1.62V$ 时, LED 亮度不再增加。

也可用 PWM 调光, PWM 信号需外接, PWM 的频率范围为 200Hz ~ 200kHz, 占空比从 0 ~ 100%, 无需加 RC 滤波器。

(3) 电容器的选择

输入电容取 $C_{IN} = 2.2\mu F$, 输出电容 $C_{OUT} = 0.1\mu F$, 补偿电容 $C_{COMP} = 0.1\mu F$ 。增大 C_{IN} 、 C_{OUT} 的容量可降低纹波电压。

(4) 电感 L 的选择

电感 L 的取值范围为 10 ~ 47μH, 但多数情况下取 $L = 22\mu H$ (输入纹波电压在 15mV 以

下)。若输入电压接近 5V, 则 L 取值大一些好。

为防止 L 饱和, 需计算一下 L 的峰值电流 I_{peak} , 即

$$I_{\text{peak}} = U_{\text{OUTmax}} I_{\text{LEDmin}} / (0.8 U_{\text{INmax}}) + U_{\text{INmin}} \times 0.8 \mu\text{s} / (2L)$$

将 $U_{\text{OUTmax}} = 26\text{V}$, $I_{\text{LEDmin}} = 15\text{mA}$, $U_{\text{INmax}} = 5.5\text{V}$, $U_{\text{INmin}} = 2.6\text{V}$, $L = 22\mu\text{H}$ 代入得 $I_{\text{peak}} = 136\text{mA}$, 即需要选择饱和电流大于 136mA 的 22 μH 电感器。

(5) 二极管 VD 的选择

VD 必须选择肖特基二极管, 其耐压值为 50V, 其电流为

$$I_{\text{VD(RMS)}} \approx \sqrt{I_{\text{OUT}} I_{\text{peak}}} = \sqrt{20 \times 136 \text{ mA}} = 52 \text{ mA}$$

取用 100mA/50V 的肖特基二极管即可。

四、电荷泵 MAX1595 白光 LED 驱动电路

电荷泵 MAX1595 的输入电压为 1.8 ~ 5.5V, 能产生 3.3V/5V 输出电压, 其输出电压稳定, 板载频率为 1MHz, 可使用小尺寸的陶瓷电容, 能提供 125mA 的输出电流。外电路只需要三只陶瓷电容。MAX1595 的主要特点有:

- ① 输出电流达 125mA。
- ② 外电路仅需三只陶瓷电容。
- ③ 输出电压稳定 ($\pm 3\%$)。
- ④ 板载频率为 1MHz。
- ⑤ 静态电流为 220 μA 。
- ⑥ 关断电流为 0.1 μA 。
- ⑦ 关断状态下切断负载。

由 MAX1595 组成的电荷泵白光 LED 驱动电路如图 21.20 所示, 电路可驱动中功率白光 LED。图中关断控制端 $\overline{\text{SHDN}}$ 直接接到输入电源上, 当 $\overline{\text{SHDN}}$ 接低电平时, 电路关断。将 PWM 信号输入至 $\overline{\text{SHDN}}$ 即可进行调光控制。PWM 是脉宽调节信号, 它是方波信号, 当 PWM = 1 时, 电路工作, 对 LED 提供电流; 当 PWM = 0 时, 电路关断。

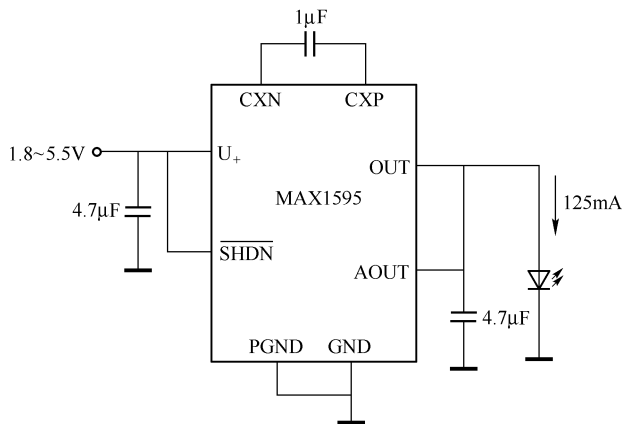


图 21.20 MAX1595 白光 LED 驱动电路

五、由 MAX1848 构成的开关升压变换器 WLED 驱动电路

由 MAX1848 构成的开关升压变换器 WLED 驱动电路如图 21.21 所示。该电路具有电流控制功能，当输入（电源）电压为 5.5V 时，输出电压可达 13V，足以驱动 3 组串联 WLED。

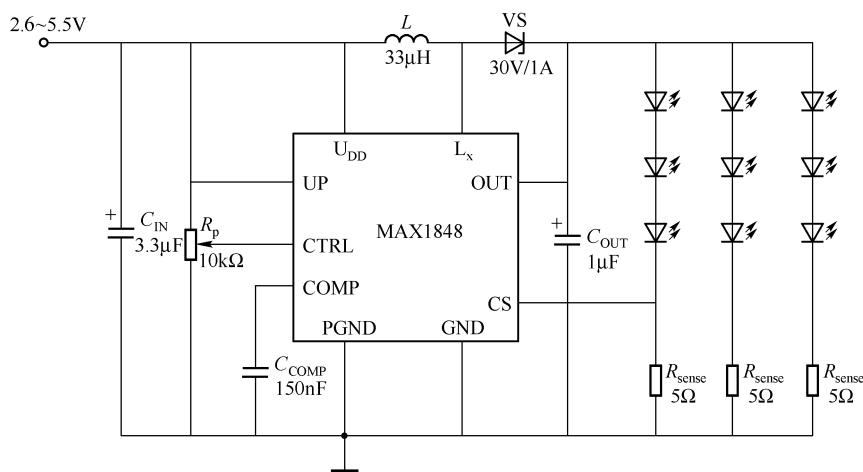


图 21.21 由 MAX1848 构成的开关升压变换器 WLED 驱动电路

MAX1848 的引脚功能分别是： U_{DD} 为电源端；PGND 为电源地端；GND 为低噪声模拟地；CS 为电流检测电阻的输入端；CTRL 为（亮度或电压）控制端；COMP 为补偿端，应加接补偿电容； L_x 为电感端；OUT 为输出端；UP 为逻辑输入端。

电路设计要点如下：

① 在电源端 U_{DD} 与电感端 L_x 之间接 $33\mu\text{H}$ 电感，利用其储存、释放电磁能的特性来提高输出电压。

② 输入电容取 $C_{IN} = 3.3\mu\text{F}$ 。

③ 输出电容取 $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$ 。

④ COMP 端接补偿电容 $C_{COMP} = 150\text{nF}$ 。

⑤ 3 组 WLED 串联支路的检测电阻均为 $R_{sense} = 5\Omega$ 。

⑥ 控制端 CTRL 的控制电压 $U_{CTRL} = 250\text{mV} \sim 5.5\text{V}$ ，当 $U_{CTRL} < 100\text{mV}$ 时，芯片关断。因此，接入 R_p 可方便地调节 WLED 的亮度， R_p 选用 $10\text{k}\Omega$ 多圈电位器。CTRL 端也可用 PWM 来调光，可将 PWM 信号直接输入至 CTRL，PWM 可自行设计（参考本书第十五章），频率为 $100 \sim 200\text{Hz}$ ，也可取自微型计算机芯片；CTRL 端还可用 D/A 转换器来控制 WLED 的亮度，将 D/A 的输出直接接至 CTRL 端，如果用六位 D/A 转换器，可调节 64 级亮度。

⑦ 将逻辑输入端 UP 接至 U_{DD} 。

六、MAX1910/MAX1912 白光 LED 驱动电路

MAX1910/MAX1912 白光 LED 驱动电路如图 21.22 所示。

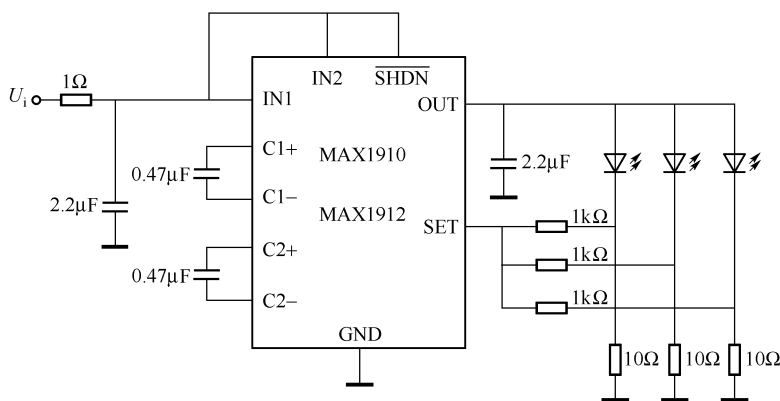


图 21.22 MAX1910/MAX1912 白光 LED 驱动电路

MAX1910/MAX1912 内部具有电荷泵和电流控制电路。电荷泵为白光 LED 提供足够的驱动电压，而电流控制电路可使并联在输出端的每只 LED 具有相同的电流，确保 LED 发出均匀的白光。

图 21.22 中，接到 SET 端的电阻网络保证了所有的 LED 中具有相同的电流，流过任意一只 LED 的电流为

$$I_{\text{LED}} = 200\text{mV}/10\Omega = 20\text{mA}$$

式中，200mV 为芯片内部设定的 SET 端的电压；10Ω 为各只 LED 串联的限流电阻。

七、MAX1913 白光 LED 驱动电路

MAX1913 白光 LED 驱动电路如图 21.23 所示。MAX1913 的输入电压为 2.7~5.3V，可给 WLED 提供稳定的输出电压或输出电流。电路不需要接电感，只需四个小型陶瓷电容，即可组成 DC/DC 调节器。

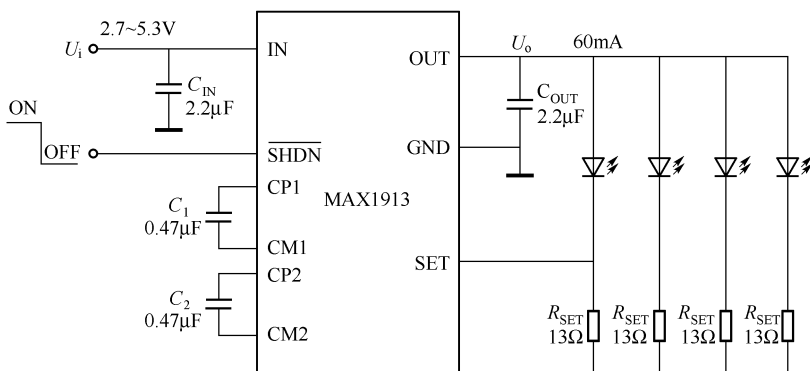


图 21.23 MAX1913 白光 LED 驱动电路

1. MAX1913 的特性

- ① 1.5X 模拟高效电荷泵。
- ② 电流检测门限值为 200mV，可减小电源损耗。

- ③ 输出电流为 60mA。
- ④ 输出电压可调范围为 $\pm 3\%$ 。
- ⑤ 关断电流小于 $100\mu\text{A}$ 。
- ⑥ 具有软启动功能。

2. 性能简介

(1) 电荷泵

MAX1913 采用 1.5X 电荷泵模式, 具有充电和放电两种工作状态。充电时, 传输电容 C_1 和 C_2 串接到输入端; 放电时, C_1 和 C_2 并行连接, 放电给输出电容 C_{OUT} , 使 C_{OUT} 充电。

(2) 软启动

MAX1913 具有软启动电路, 可限制启动时的冲击电流。电荷泵启动时以斜波形式给传输电容充电以减小输入浪涌电流, 一旦达到稳定值软启动结束, 器件进入正常工作状态。

(3) 关断方式

当 $\overline{\text{SHDN}} = 0$ 时, 器件关断, 关断时的静态电流为 0.1mA 输出端呈高阻状态; 当 $\overline{\text{SHDN}} = 1$ 时, MAX1913 正常工作。因此, 可将 PWM 信号输入到 $\overline{\text{SHDN}}$ 端进行调光, 如不需调光可将 $\overline{\text{SHDN}}$ 接至 IN 端。

(4) 热关断/超载/短路保护

当芯片温度超过 160°C 时, MAX1913 将被关断。因此, 在超负荷或输出对地短路时, 芯片迅速积聚热量使温度瞬时上升至 160°C , 器件将立即关断, 进行自我保护。

3. 电路设计要点

(1) 电容的选择

电容应选择低 ESR 的陶瓷电容。

- ① 输入电容 C_{IN} 的容量为 $2.2 \sim 10\mu\text{F}$ 。
- ② 传输电容 C_1 、 C_2 的容量可选 $0.47\mu\text{F}$ 的电容。
- ③ 输出电容的容量可选 $2.2 \sim 4.7\mu\text{F}$ 。

提高输入电容和输出电容的容量能减小输入和输出纹波。例如, 当 $C_{\text{IN}} = 10\mu\text{F}$ 、 $C_{\text{OUT}} = 4.7\mu\text{F}$ 时, 输入纹波的峰值可减小到 5mV 以下, 输出纹波的峰值可减小到 15mV 以下, 并且可使输出电流保持 60mA 。

(2) 检测电阻 R_{SET}

检测电阻 R_{SET} 的设定应按并联 WLED 的个数确定。

① 4 只 WLED 并联时, 通过每只 WLED 的电流 $I_{\text{SET}} = 15\text{mA}$, SET 端的检测门限电压 $U_{\text{SET}} = 200\text{mV}$, 故检测电阻 $R_{\text{SET}} = U_{\text{SET}}/I_{\text{SET}} = 13\Omega$ 。

② 3 只 WLED 并联时, 通过每只 WLED 的电流 $I_{\text{SET}} = 30\text{mA}$, 此时的检测电阻 $R_{\text{SET}} = 200\text{mV}/20\text{mA} = 10\Omega$ 。

③ 2 只 WLED 并联时, $R_{\text{SET}} = 6.7\Omega$ 。

④ 输出端只接 1 只 WLED 时 $R_{\text{SET}} = 3.3\Omega$ 。

选择 R_{SET} 除了考虑其阻值外还要考虑其消耗功率。

八、MAX8790 驱动 WLED 电路

MAX8790 是用于驱动 WLED 的集成电路，它采用电流模式的升压控制器，能驱动 6 路串联的 WLED，每路提供 20mA 固定电流或可调范围为 15 ~ 25mA 的电流。电流调节采用步进控制方式，电流精度误差可控制在 $\pm 1.5\%$ 左右。另外，电路还采用了逐周期电流限制方式、过热关断保护技术。

MAX8790 一般用于 LED 阵列作为背光光源的大屏幕液晶显示器，也可用于其他设备的显示系统。

1. MAX8790 各端子的排列

MAX8790 采用无引线的引脚端子，共有 20 个端子，TQFM 封装，背（底）面有裸露散热焊盘，各个端子的排列如图 21.24 所示。

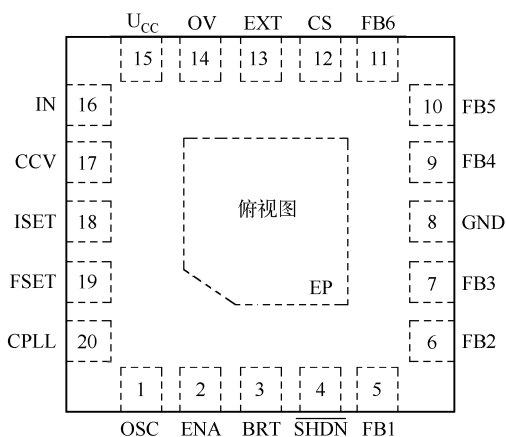


图 21.24 MAX8790 各端子的排列

BRT 端（3 脚）为调光控制端，调光的模式由 CPLL 引出的开关 S_2 选择，可引入 PWM 信号或 Analog + DPWM 信号进行调光。调节频率 $f = 200 \sim 400\text{Hz}$ 。

(3) 直流升压开关的频率

MAX8790 内部采用直流开关升压技术。开关频率分为高、中、低三挡，分别为 1MHz、750kHz、500kHz。相应的端子为 OSC（1 脚），由 OSC 引出开关 S_1 ，当 S_1 悬空时，频率为 1MHz； S_1 接 U_{cc} 时频率为 750kHz； S_1 接地时频率为 500kHz。电路设计者可根据需要自行选择。

(4) 外引端子 EXT

EXT（13 脚）提供电压基准和 5V 线性电源稳压器。EXT = 1 时，电压为 U_{cc} ；EXT = 0 时（此时 $I = 1\text{A}$ ）EXT 外接 P 沟道 MOSFET，由 MOS 管进行电流功率放大，可带动较多的 LED。

(5) SHDN 端的使用

SHDN（4 脚）为关断端子，当 $\overline{\text{SHDN}} = 0$ 时，芯片关断，电压不大于 0.8V；当 $\overline{\text{SHDN}} = 1$ 时，芯片正常工作，电压不小于 2.1V。

(6) U_{cc} 端

U_{cc} （15 脚）为 5.0V 电压输出端（它不同于一般芯片的电源端）。

2. MAX8790 驱动 WLED 电路

MAX8790 驱动 WLED 电路如图 21.25 所示。掌握各端子的性能与使用方法可设计出新的驱动电路。

(1) 输入端子 IN（16 脚）

IN 端可输入电压范围 $U_i = 7 \sim 21\text{V}$ 。

(2) 电路的调光方法

MAX8790 采用 DPWM（数字脉宽调制）技术和 Analog + DPWM（模拟和数字脉宽调制）技术来调节 LED 的亮度，调光范围可达 100:1。

⑥ 具有过热关断保护。

⑦ 具有折返电流 (Foldback Current) 上限保护和过热保护。

2. 应用电路与设计

(1) 5V 固定输出应用电路

CAT3200-5 的 5V 固定输出电路如图 21.26 所示, 电路可保持 5V 输出电压稳定不变。

(2) CAT3200 可调输出应用电路

CAT3200 可调输出电路如图 21.27 所示, 其输出电压为

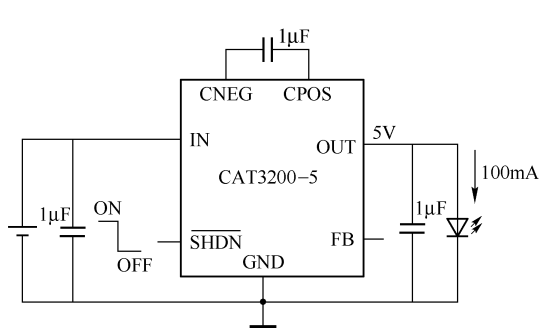


图 21.26 CAT3200-5 的 5V 固定输出电路

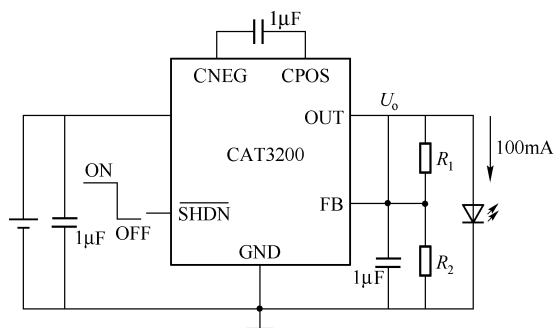


图 21.27 CAT3200 可调输出电路

$$U_o = U_{FB}(1 + R_1/R_2)$$

式中, U_{FB} 为 FB 端的参考电压, $U_{FB} = 1.27V$ 。可以看出, 输入电压 U_i 在 $2.7 \sim 3.3V$ 范围内; 输出电压与输入电压无关, U_o 的有效范围为 $1.27 \sim 5.5V$ 。设计时应使 $R_1 \leq 3.33R_2$, 例如, 令 $R_1 = 91k\Omega$, 则 $R_2 = 91/3.33 = 27.3k\Omega$, 取标称值 $R_2 = 27k\Omega$ 。

二、LM3354 白光 LED 驱动电路

美国国家半导体公司开发了许多白光 LED 驱动器, LM3354 就是其中的一种。

由 LM3354 组成的白光 LED 驱动电路如图 21.28 所示。LM3354 具有输出电压稳定的功能, 输入电压范围为 $2.5 \sim 5.5V$, 输出电压有一系列标称值, 用于驱动白光 LED 时选用输出电压为 $4.1V$ 的标称值。LM3354 的输出电流为 $90mA$ 。

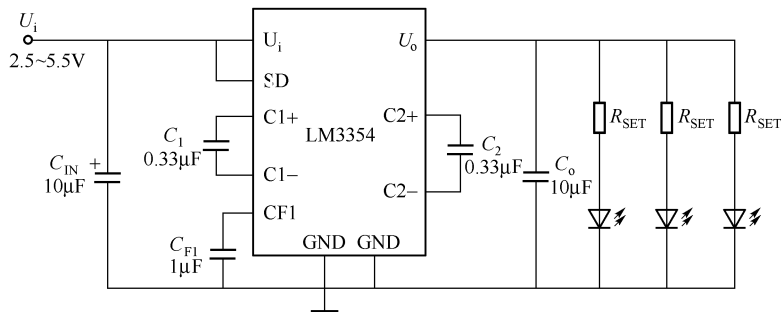


图 21.28 LM3354 白光 LED 驱动电路

电荷泵的开关频率为 1MHz, 可采用容量较小的开关电容。芯片具有过热保护电路, 静态电流为 475 μ A, 关断电流为 5 μ A。

电路可用 PWM 调光, PWM 信号的频率范围为 60 ~ 200Hz, 低于 60Hz 时, LED 易产生闪烁现象; 高于 200Hz 时, 开关电容没有足够的放电时间。如用 PWM 调光, 将 PWM 信号加入 $\overline{\text{SD}}$ 端。本电路将 $\overline{\text{SD}}$ 接 “1”, 电路无调光功能。

每只 LED 的电流由下式确定:

$$I_{\text{LED}} = (4.1\text{V} - U_{\text{F}}) / R_{\text{SET}}$$

式中, U_{F} 为白光 LED 的正向压降。

设计电路时, 应根据需要选择 LED (可知 U_{F}), 然后再确定检测电阻 $R_{\text{SET}} = (4.1\text{V} - U_{\text{F}}) / I_{\text{LED}}$ 。

设某 LED $U_{\text{F}} = 3.5\text{V}$, 欲使 $I_{\text{LED}} = 20\text{mA}$, 则 $R_{\text{SET}} = 30\Omega$, 如若每只 LED 的正向压降相同, 则各只 LED 会发出均匀的白光, 否则发光强度会不一致。

该电路可驱动 1 ~ 10 只白光 LED, 但总电流不能超过 90mA。

三、LTC3202 白光 LED 驱动电路

LTC3202 是凌特 (Linear Technology) 公司生产的不需要门控振荡器的电荷泵。由 LTC3202 组成的白光 LED 驱动电路如图 21.29 所示。三个电路有许多相似之处, 但也有区别, 图 (a) 中输入端接电感 L (可取 4.7 ~ 10 μ H); 图 (b)、(c) 中均未使用电感。三个电路均可调节 I_{LED} , 方法如下:

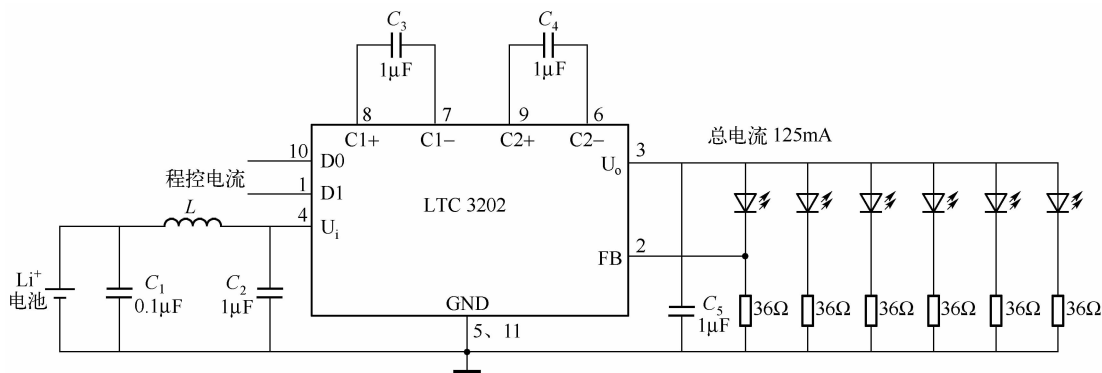
① 图 (a)、图 (b) 电路利用程控电流调节端 D1、D0 来调节输出电流。D1、D0 可取值: 00 和 01、10 和 11, 当 D1D0 = 00 时, 电流最小 ($I_{\text{LED}} = 0$); 当 D1D0 = 11 时, 输出电流最大。

② 图 (c) 电路调节电流的方法更为实用, D1、D0 连在一起, 其功能和 $\overline{\text{SHDN}}$ 相似, 当 D1D0 = 00 时, 电路相当于关断, 无输出电流; 当 D1D0 = 11 时, 电路开启。电路利用 FB 端外接电源 U_{c} 和电阻 R_1 、 R_2 调节 I_{LED} , 即

$$I_{\text{LED}} = (1 + R_1/R_2) \times 0.6/36 - R_1/R_2 \times U_{\text{c}}/36$$

当 $U_{\text{c}} = 2.94\text{V}$ 时, $I_{\text{LED}} = 0$; $U_{\text{c}} > 2.94\text{V}$ 时, $I_{\text{LED}} < 0$, U_{c} 可取 3V。

将 U_{c} 改为可调电压, 则可连续调节输出电流, 即连续调光。



(a) 锂离子电池供电

图 21.29 LTC3202 白光 LED 驱动电路

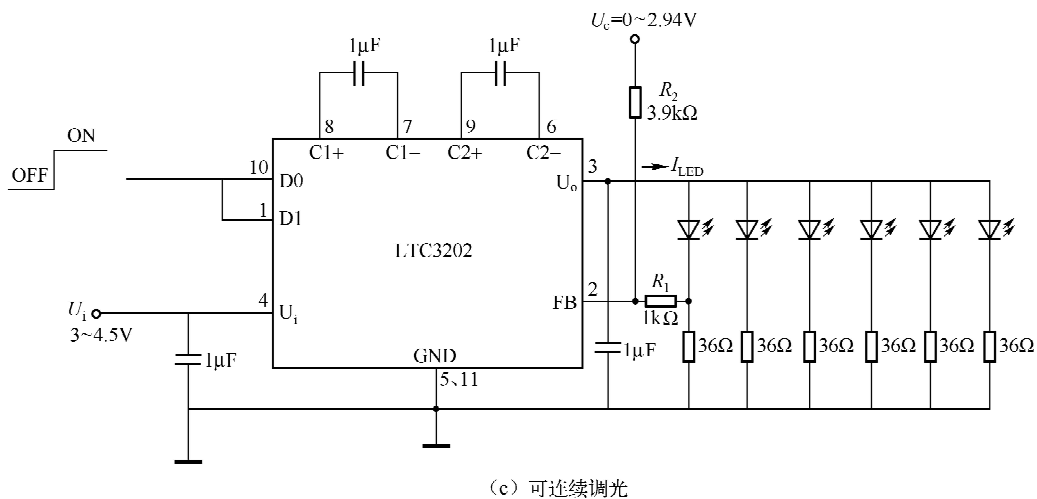
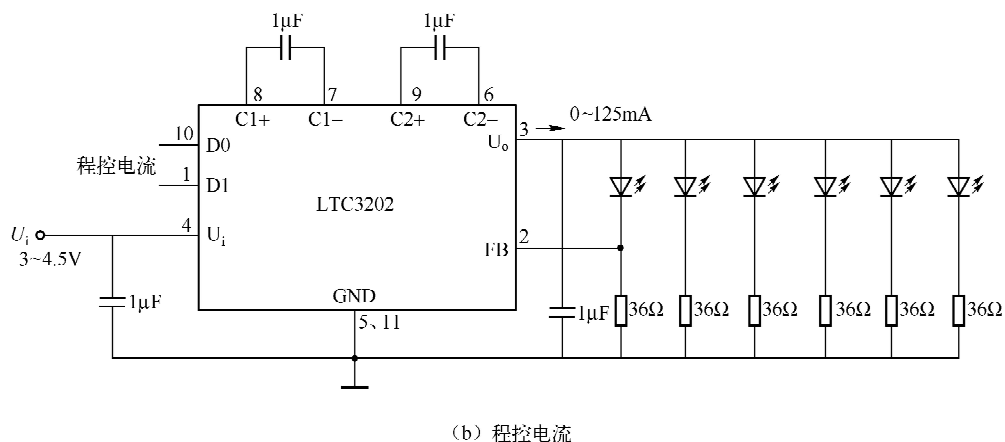


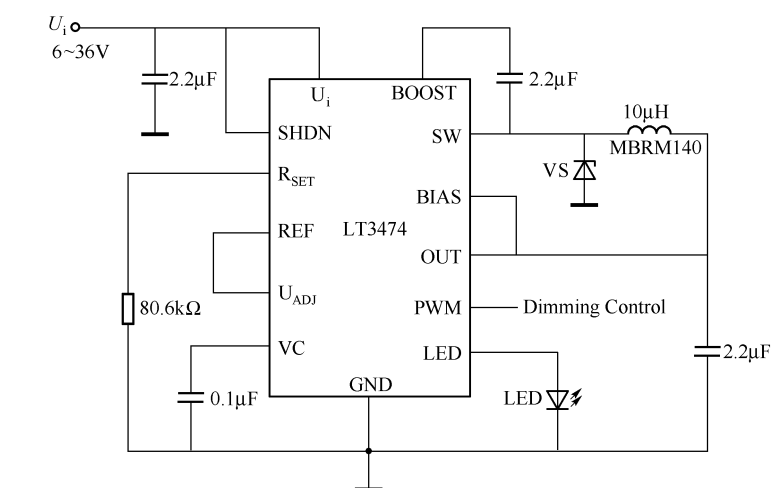
图 21.29 LTC3202 白光 LED 驱动电路 (续)

四、LT3474 白光 LED 驱动电路

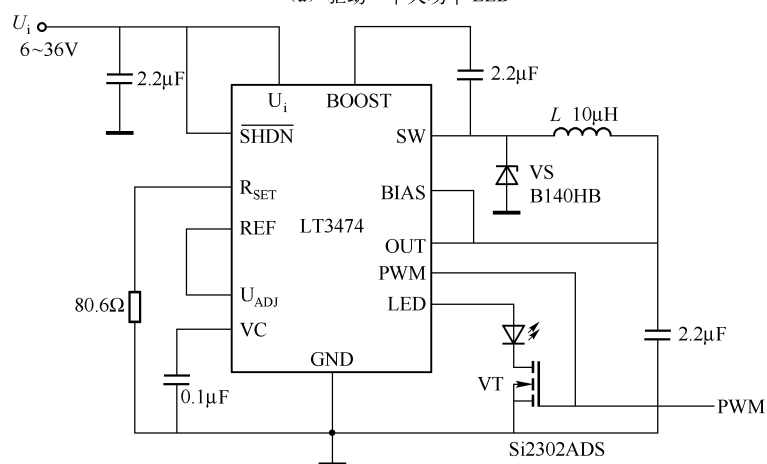
LT3474 是一种固定频率的降压式 DC/DC 变换器，用做恒流源，电路如图 21.30 所示。芯片内部检测电阻监测输出电流，以实现精确稳流。芯片非常适用于驱动大电流 LED，图 (a) 为驱动一个大功率 LED 电路，无调光功能；图 (b) 电路具有调光功能，利用 PWM 引脚和外外部的 N 沟道 MOSFET 管，可在 35mA ~ 1A 的宽电流范围内保持高输出电流精度，实现 1000:1 的调光范围；图 (c) 为驱动两只大功率 LED 电路，也无调光功能。

LT3474 的开关频率可编程，范围为 200kHz ~ 2MHz，这给设计中避开噪声敏感频段提供了方便。

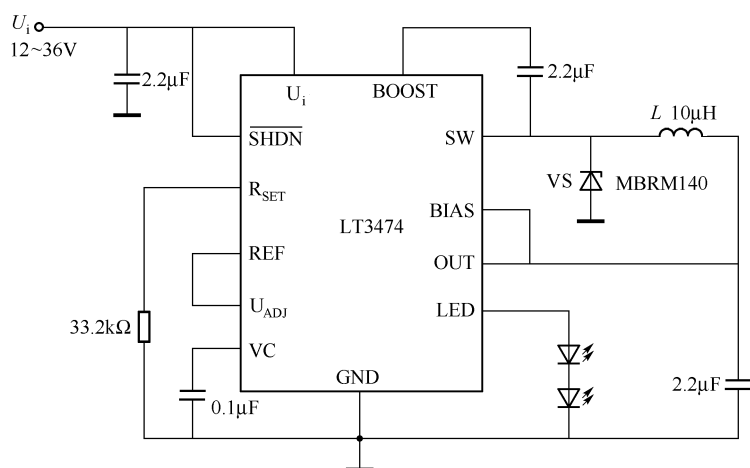
LT3474 的输入电压范围较广，范围为 4 ~ 36V，可对汽车内的 12 ~ 24V 电源总线电压进行宽范围调节。



(a) 驱动一个大功率 LED



(b) 具有调光功能



(c) 驱动两个大功率 LED

图 21.30 LT3474 白光 LED 驱动电路

五、LTC3490 白光 LED 驱动电路

LTC3490 可驱动 1W 白光 LED，能维持恒定电流驱动 WLED，可用一节或两节氢镍电池或碱性电池作为电源，也可采用其他直流电源。

(1) LTC3490 的特点

① LTC3490 为一款同步变换器，从而省去了整流二极管并降低了损耗，简单电路仅有一只升压电感、一只输出滤波电容和一只电阻。

LTC3490 利用一个低压启动电路，能在输入电压低至 0.9V 的情况下正常启动，当输出电压超过 2.3V 时，升压电路接通，而启动电路被关断。该升压变换器采用固定频率和电流模式。

② LTC3490 利用内部高压侧的 0.1Ω 电阻来检测 WLED 电流，因此允许 WLED 的负极接地。

③ 内部具有 PWM 控制电路和关断电路，可控制、关断 WLED 电流，而与 WLED 的正向电压无关，其外引脚为 CTRL/SHDN。

2. LTC3490 控制 WLED 电流的方法

引脚 CTRL/SHDN 具有三种功能：停机（关断电流）、调光控制和恒定电流输出。

(1) 停机

当 SHDN = 1 时，芯片被关断，无电流输出（停机功能还与下列情况有关）。

(2) CTRL/SHDN 引脚电压与 U_i 端电压存在一种比例关系

当 CTRL/SHDN 端电压小于 $0.2U_i$ 时，LTC3490 关断停机，其关断电流极小；当 CTRL/SHDN 端电压高于 $0.9U_i$ 时，芯片处于 350mA 恒流模式；当 CTRL/SHDN 端电压处于 $(0.2 \sim 0.9)U_i$ 之间时，WLED 电流在 0 ~ 350mA 之间线性变化，有利于省电节能。

因此，可利用 CTRL/SHDN 引脚来设计不同的控制调光电路。

3. 应用电路

利用 CTRL/SHDN 不同的控制方式，下面介绍四种 LTC3490 WLED 驱动电路，如图 21.31 所示。

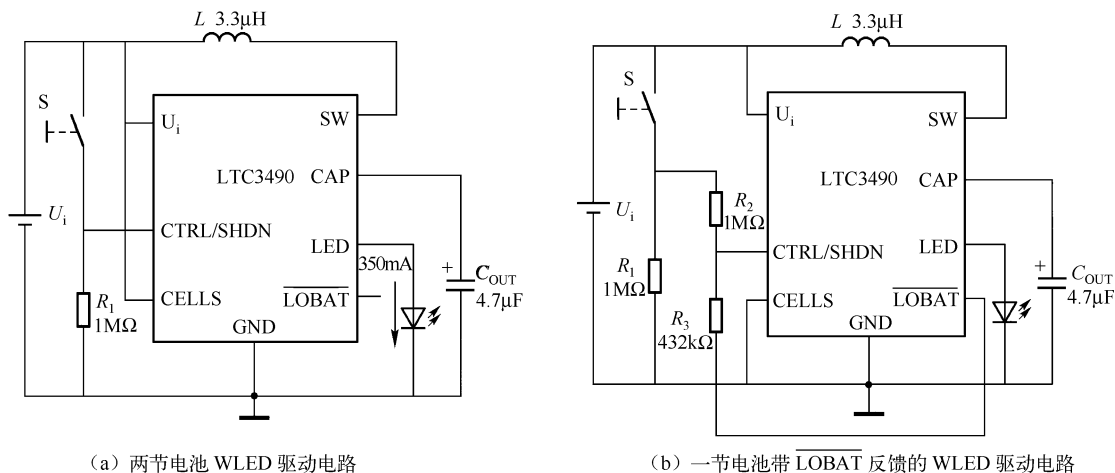


图 21.31 LTC3490 白光 LED 驱动电路

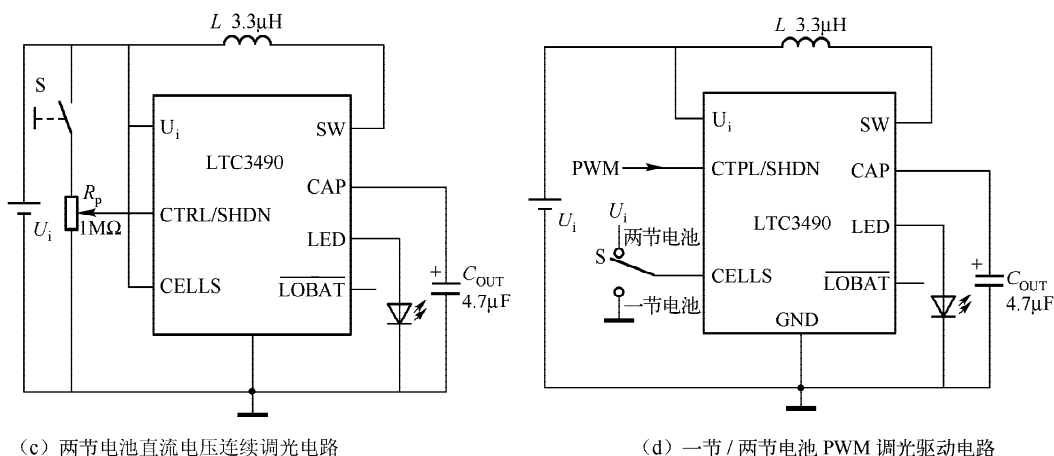


图 21.31 LTC3490 白光 LED 驱动电路 (续)

(1) 两节电池 WLED 驱动电路 (见图 21.31 (a))

当 $\text{SHDN} = 1$ 时, LTC3490 关断, 用开关 S 来控制电路的关断, S 闭合时电路关断; CELLS 接 U_i 时, 检测两节电池低电量 (设定 2.0V)。

(2) 一节电池带 $\overline{\text{LOBAT}}$ 反馈的 WLED 驱动电路 (见图 21.31 (b))

CELLS 接 GND , 电路检测一节电池低电量 (设定 1.0V)。 $\overline{\text{LOBAT}}$ 接电阻 R_2 和 R_3 , 将 $\overline{\text{LOBAT}}$ 输出信号反馈至 CTRL/SHDN 端以减小 WLED 电流, 延长电池的使用时间。

(3) 两节电池直流电压连续调光电路 (见图 12.31 (c))

当 CTRL/SHDN 端的电压在 $(0.2 \sim 0.9)U_{\text{FN}}$ 之间时, WLED 的电流可调节在 $0 \sim 350\text{mA}$ 之间。用一只多圈电位器 R_p 可对电流连续调节, 也即连续调光。

(4) 一节/两节电池 PWM 调光驱动电路 (见图 12.31 (d))

电路可使用一节或两节氢镍电池或碱性电池, S 掷于 U_i 时用两节电池, S 掷于 GND 时用一节电池。 CTRL/SHDN 端输入占空比 D 可调的 PWM 信号, 当 D 小时, WLED 亮度较低; 当 D 增大时, WLED 亮度变高。

六、LC41059 白光 LED 驱动电路

由 LC41059 组成的白光 LED 驱动电路如图 21.32 所示, 电路简洁, 可同时驱动 4 路单只 WLED。

LC41059 由电荷泵升压电路、定电流产生电路和输出电流控制器三个单元组成。下面介绍各单元的特点及电路设计。

1. 电荷泵升压电路

输出端升压是利用内部的振荡电路和外接电容实现的。WLED 驱动电路常使用 Li^+ 电池。 Li^+ 电池的输出电压 (即 U_i) 随着能量消耗通常在 $2.7 \sim 4.1\text{V}$ 之间变动, WLED 的正向电压 U_F 一般在 $3.0 \sim 3.8\text{V}$ 范围内变动。如不采取措施, 可能使 WLED 不能正常发光, 甚至不发光。采取升压措施后, 可使 $U_o = U_i$ 或 $U_o = 1.5U_i$ 或 $U_o = 2.0U_i$, 这样, 即使 Li^+ 电池电

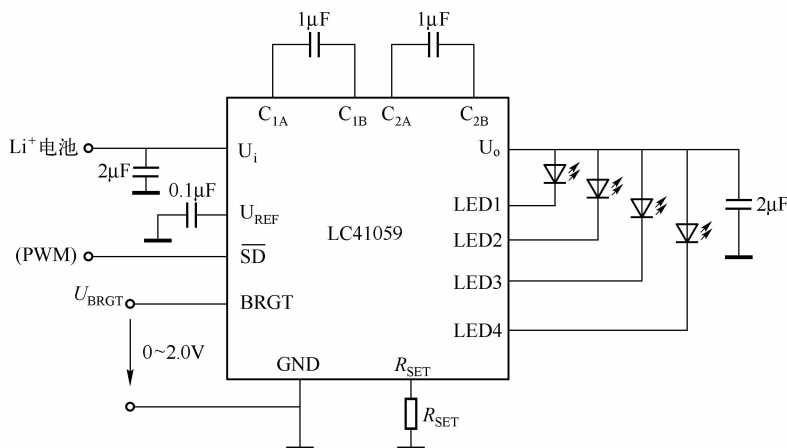


图 21.32 LC41059 白光 LED 驱动电路

压 U_i 下降, 也可使 U_o 升高。一般是 U_i 越小, U_o 升高的幅度越大, 但 U_i 增大, U_o 并不升高, 如图 21.33 所示。

2. 定电流产生电路

LC41059 内部定电流电路的外引出端子 BRGT 和外接电阻 R_{SET} 可设定 I_{LED} 的大小, 即

$$I_{LED} = 40U_{BRGT}/R_{SET}$$

式中, U_{BRGT} 是加在 BRGT 端的外加电压, 一般为 0 ~ 2.0V。

由此式可给出 I_{LED} 与 U_{BRGT} 的关系曲线, 如图 21.34 所示。利用此式或曲线可设定 I_{LED} 。例如, 设定 $U_{BRGT} = 1.0V$, $R_{SET} = 2k\Omega$, 则 $I_{LED} = 20mA$ 。

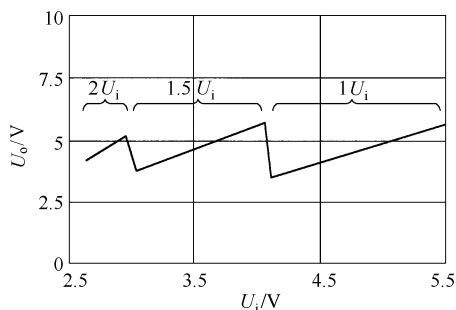


图 21.33 输入电压 U_i 与输出电压 U_o 的特性
(总负载电流 80mA 时)

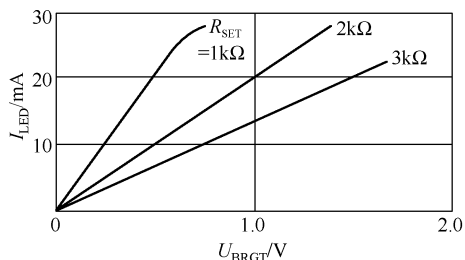


图 21.34 模拟亮度控制电压 U_{BRGT}
与 I_{LED} 的关系

3. 对输出电流的控制

使 LED 电流稳定, 升压切换时间是集成芯片的设计重点。当输入电压 $U_i = 2.5 \sim 5.5V$ 时, LC41059 WLED 驱动电路满足了 I_{LED} 基本稳定的要求, 如图 21.35 所示。由图可见, 即使 Li^+ 电池电压从 2.5V 变化到 5.5V 的情况下, 其输出电流 I_{LED} 也基本保持在 15mA 左右。另外, 对 I_{LED} 的控制可用 PWM 脉冲。

4. PWM 调光

将频率为 0 ~ 1kHz 或更高频率的 PWM 控制信号输入到 \overline{SD} (\overline{SHDN}) 端, 可同步地对

WLED 进行调光, 使得 LED 反复点亮、熄灭 (眼睛辨别不出熄灭)。

驱动电路的输出电流 I_{LED} 与 PWM 占空比 D 的关系如图 21.36 所示, 由图可知 $I_{LED} \propto D$ 。

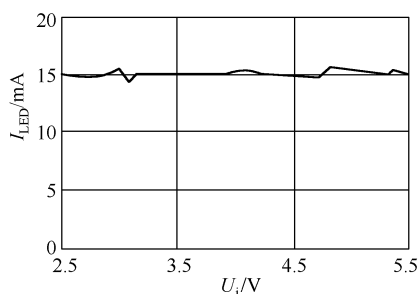


图 21.35 输入电压 U_i 与 I_{LED} 的关系

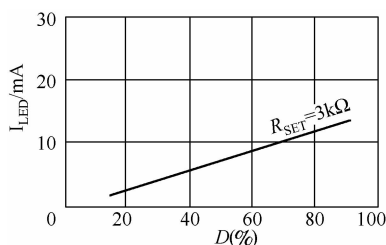


图 21.36 I_{LED} 与占空比 D 的关系

例如, 设计 PWM 的频率 $f = 200\text{kHz}$, 即脉冲周期 $T = 5\mu\text{s}$ 。若使高电平的脉宽为 $3\mu\text{s}$, 低电平的宽度为 $2\mu\text{s}$, 则占空比 $D = 3/(3+2) = 60\%$, 它所对应的 $I_{LED} = 8.3\text{mA}$ 。

七、NCP5009 白光 LED 驱动电路

NCP5009 是近年来安森公司 (ON Semiconductor) 生产的一种升压式 DC/DC 变换器电路及电流调节电路等组成的自动调节 WLED 亮度的驱动器。它可作为 LCD 的背光光源, 各个 WLED 的亮度基本保持一致。

1. NCP5009 的特点

- ① 输入电压范围为 $2.7 \sim 6.0\text{V}$, 输出电压可达 15V 。
- ② 静态电流 $I_Q = 3\mu\text{A}$ 。
- ③ 内部有开关电流检测电阻 (外部无需电流检测电阻)。
- ④ LED 由外部电阻确定。
- ⑤ LED 电流调节方便。
- ⑥ 外设光敏晶体管, 可根据环境光线的亮度自动地调节 WLED 亮度。
- ⑦ 所有引脚有耐压 2kV 的防静电保护。
- ⑧ 工作温度范围为 $-25 \sim +85^\circ\text{C}$ 。

2. 应用电路及其设计

(1) 由 NCP5009 组成的亮度自动调节的 WLED 驱动电路

由 NCP5009 组成的亮度自动调节的 WLED 驱动电路如图 21.37 所示。电路以升压式 DC/DC 变换器为基础, 外电路用电阻 R_1 及微控制器来设定 WLED 电流, 用光敏晶体管实现 WLED 亮度的自动控制。

用于 WLED 亮度调节的相关引脚有 $\overline{\text{CS}}$ 、CLK、PHOTO 和 I_{REF} 。 $\overline{\text{CS}}$ 、CLK 引脚与微控制器连接, 微控制器控制亮度的等级是 B_n (由内部移位寄存器产生, $B_n = 1 \sim 7$, B_n 越大, 亮度越高); PHOTO 端外接光敏晶体管, 用来检测环境光的亮度并调节 WLED 电流; I_{REF} 端的电压为 1.24V , 外接电阻 R 用来确定 I_{ref} , 即 $I_{ref} = 1.24\text{V}/R$ 。

- ① 电流 I_{ref} 、 I_{photo} 及 I_{peak} 之间的关系。 I_{ref} 是从 I_{REF} 端流经 R_1 至地的电流; I_{photo} 是从 PHO-

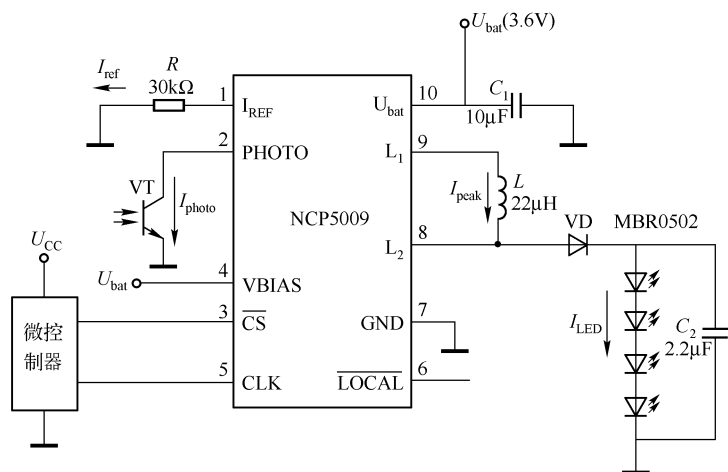


图 21.37 由 NCP5009 组成的亮度自动调节的 WLED 驱动电路

TO 端流经光敏管 VT 到地的电流； I_{peak} 是 DC/DC 变换器中流经电感 L 的峰值电流。 I_{ref} 和 I_{peak} 是芯片内部电流镜控制的，它们的数值相等，但对输出电流 I_{LED} 的作用是相反的， $I_{\text{ref}} \uparrow \rightarrow I_{\text{LED}} \downarrow$ ， $I_{\text{photo}} \uparrow \rightarrow I_{\text{LED}} \downarrow$ 。 I_{peak} 受内部另一电流镜控制， $I_{\text{ref}}/I_{\text{peak}} = 1/746$ 。

当微控制器给出亮度等级值 B_n 时， I_{peak} 与 I_{ref} 、 I_{photo} 及 B_n 的关系为

$$I_{\text{peak}} = (I_{\text{ref}} - I_{\text{photo}}) \times 746 \times (B_n + 0.5)$$

当环境光线较亮时， $I_{\text{photo}} \uparrow$ ， $I_{\text{peak}} \downarrow \rightarrow I_{\text{LED}} \downarrow$ ，即 LED 的亮度随 I_{photo} 的增加而减小，反之亦然，这样就用光敏管 VT 实现了自动调光。

② LOCAL 端的功能。LOCAL 为工作模式选择端。当 $\overline{\text{LOCAL}} = 1$ 或悬空，由微控制器来控制亮度，即由微控制器控制 B_n 值， B_n 影响 I_{peak} ；当 $\overline{\text{LOCAL}} = 0$ 时， $\overline{\text{CS}}$ 端和 CLK 端不与微控制器相连，WLED 亮度不再由微控制器控制。 $\overline{\text{CS}}$ 为片选端，低电平有效，接高电平时器件不工作。

(2) PWM 输入 NCP5009 之 $\overline{\text{CS}}$ 端实现调光的电路

将 PWM 信号输入至 $\overline{\text{CS}}$ 端，利用脉宽的变化，使 WLED 以一定频率 (1Hz ~ 100kHz) 亮灭，实现 PWM 调光。用 PWM 调光的电路如图 21.38 所示。采用 PWM 信号调节亮度， $\overline{\text{LOCAL}}$ 应接地。PWM 调光，由于没有接光敏管， $I_{\text{photo}} = 0$ ，故

$$I_{\text{peak}} = I_{\text{ref}} \times 7.5 \times 746$$

式中的“7.5”表示内部寄存器的亮度等级 $B_n = 7$ ， $B_n + 0.5 = 7.5$ ，这是一个常数，无需设定。

(3) 连接更多 WLED 的 NCP5009 驱动电路

NCP5009 可连接串联与并联 WLED，如图 21.39 所示，M、N 端应接到 PHOTO 端悬空的电路对应的 M、N 端。

电路中，电源电压 $U_{\text{bat}} = 3.6\text{V}$ ， $L = 22\mu\text{H}$ ，采用正向压降 $U_F = 3.35\text{V}$ 的 WLED。

由 $I_{\text{ref}} = 1.24\text{V}/R_1$ 和 $I_{\text{peak}} = I_{\text{ref}} \times 7.5 \times 746$ 求出 $R = 1.24\text{V} \times 7.5 \times 746/I_{\text{peak}}$ 。

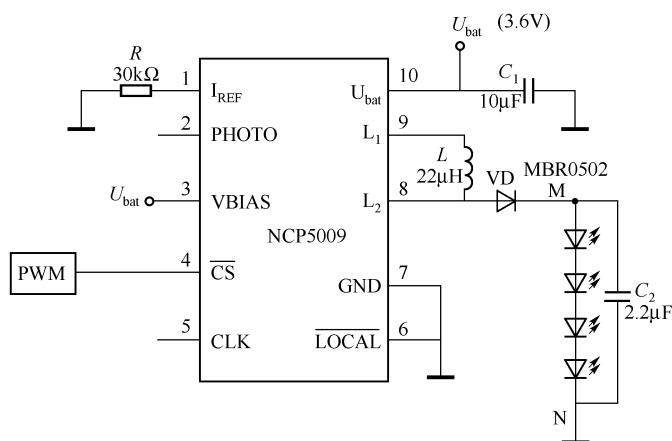
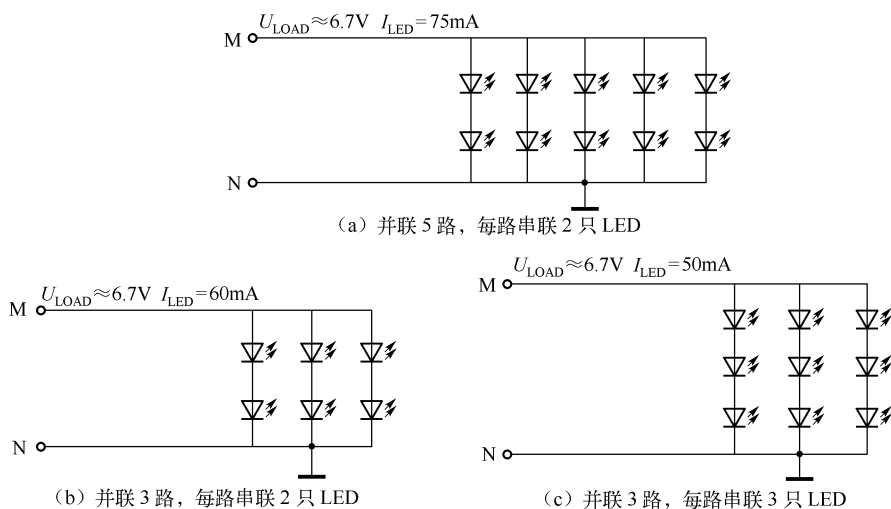
图 21.38 PWM 输入 NCP5009 的 $\overline{\text{CS}}$ 端实现调光的电路

图 21.39 连接更多 WLED 的 NCP5009 驱动电路

I_{peak} 是通过电感 L 的峰值电流，一般为三角波，经 VD 滤波变成平均值 I_{LED} 。因为 I_{peak} 的波形、周期暂不能确定， I_{peak} 与 I_{LED} 的精确关系也就无法确定。可按 $I_{\text{LED}} \approx I_{\text{peak}}/4$ 估算，即 $I_{\text{peak}} \approx 4I_{\text{LED}}$ ，因此

$$R \approx 1.24 \times 7.5 \times 746/4 I_{\text{LED}} = 1734/I_{\text{LED}}$$

对于图 21.39 (a)， $R = 1734\Omega/0.075 = 23\text{k}\Omega$ ，取标称值 $R = 24\text{k}\Omega$ ；对于图 21.39 (b)， $R = 1734\Omega/0.06 = 28.9\text{k}\Omega$ ，取标称值 $R = 30\text{k}\Omega$ ；对于图 21.39 (c)， $R = 34.7\text{k}\Omega$ ，取标称值 $R = 36\text{k}\Omega$ 。

八、由 NJU6052 组成的 WLED 驱动电路

由 NJU6052 组成的 WLED 驱动电路如图 21.40 所示，驱动电源为一节 Li^+ 电池。NJU6052 是 DC/DC 变换器，它把输入电压通过电感的储、放电磁能将输出电压提高到一定值。

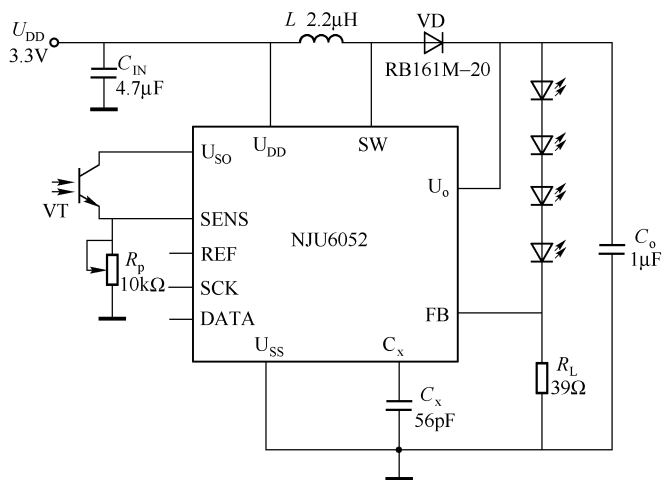


图 21.40 由 NJU6052 组成的 WLED 驱动电路

1. 负载阻抗 R_L

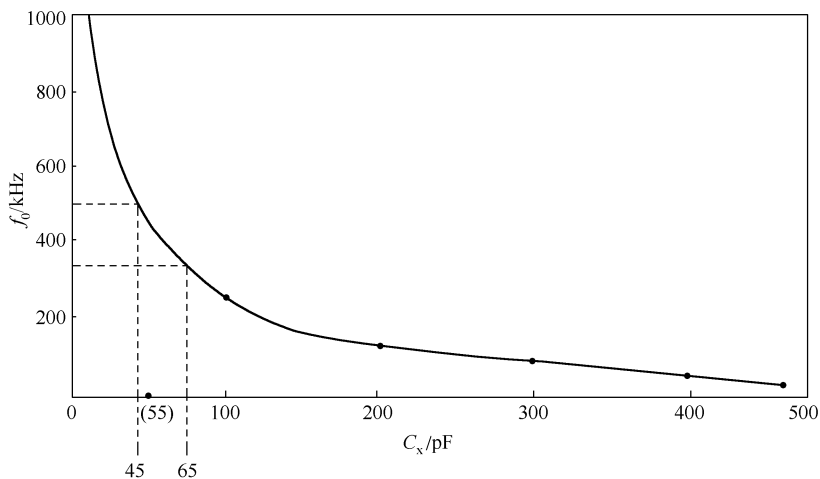
负载电阻 R_L 由下式确定：

$$R_L = U_{REF}/I_{LED} = 0.6V/I_{LED}$$

由 NJU6052 内部框图（图 21.40 中未画出）可知，REF（参考电压端）和 FB（反馈端）均为内部运放的两输入端子，因此 $U_{REF} = U_{FB}$ ， $U_{REF} = 0.6V$ ，故 $R_L = 0.6V/0.015A = 40\Omega$ ，取标称值 $R_L = 39\Omega$ 。

2. 定时电容 C_x

NJU6052 内部具有 RC 振荡器，其定时电容 C_x 由外部接入。NJU6052 的振荡频可在 350 ~ 500kHz 之间，振荡频率 f_0 与 C_x 的关系如图 21.41 所示。由曲线可知，外接电容 C_x 在 65 ~ 45pF 之间。

图 21.41 C_x 与 f_0 的关系

本例欲使 $f_0 = 450\text{kHz}$ ，由曲线可查出 $C_x = 55\text{pF}$ ，取标称值 $C_x = 56\text{pF}$ 。

3. 电感 L

电感 L 值由下式确定：

$$L = 2(U_o/\eta - U_i)I_{\text{LED}}/(I_{\text{LIMIT}}^2 f_0)$$

式中， U_o 为开关变换器的输出电压，令 $U_o = 15\text{V}$ ； U_i 为输入电压，令 $U_i = 3.3\text{V}$ ； I_{LIMIT} 为 NJU6052 内部开关的限流值（即最大值）， $I_{\text{LIMIT}} = 720\text{mA}$ ； η 为变换器的效率，在 70% ~ 80% 之间，取 $\eta = 75\%$ 。因此， $L = 2 \times (15/0.75 - 3.3) \times 0.015\text{H} / [(0.72)^2 \times 450 \times 10^3] = 2.2\mu\text{H}$ 。

4. 二极管 VD 的选择

二极管 VD 的正向压降越低，开关的速度越快，转换效率越高，故应选正向压降低的符合电流需求（约 1A）的肖特基二极管，如 RB161M-20、HRP100 等（见表 18.4）。

5. 输入电容 C_{IN} 的选择

输入电容 C_{IN} 可选陶瓷电容，其容量为 $4.7\mu\text{F}$ 。尽量选 ESR 低的电容。

第六节 高亮度 LED 驱动电路

一、高亮度 LED 驱动器电路的设计

MAX16819/MAX16820 是降压型、恒流、高亮度 LED（HBLED）驱动器集成电路，本节进行详细介绍。

1. 特性

- ① 调光范围为 5000:1。
- ② 具有高边电流检测。
- ③ 专用亮度调节控制输入。
- ④ 亮度调节频率高达 20kHz。
- ⑤ 具有滞回控制，无需补偿。
- ⑥ 开关频率高达 2MHz。
- ⑦ LED 电流精度达到 $\pm 5\%$ 。
- ⑧ 0.5A 输出/1A 吸入栅极驱动电流。
- ⑨ 可调恒定 LED 电流。
- ⑩ 输入电压范围广，可达 4.5 ~ 28V。
- ⑪ 输出功率大于 25W。
- ⑫ 5V 稳压器可提供 10mA 电流，供外电路用。
- ⑬ 工作温度范围为 $-40 \sim +125^\circ\text{C}$ 。

2. MAX16819/MAX16820 的引脚排列及其功能

(1) MAX16819/MAX16820 的引脚排列

MAX16819/MAX16820 为 6 脚 TDFN 封装，其引脚排列如图 21.42 所示。

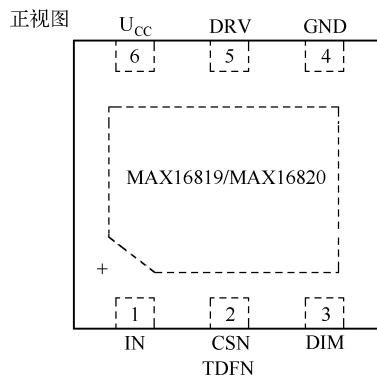


图 21.42 MAX16819/MAX16820 的引脚排列

(2) MAX16819/MAX16820 的引脚功能

MAX16819/MAX16820 各引脚的功能见表 21.5。

需要指出的是，表中 U_{CC} 端不是接输入电源，而是芯片稳压器的输出电压。

表 21.5 MAX16819/MAX16820 引脚功能

引脚号	符号	功 能
1	IN	正电源输入端，通常按一个 $1\mu\text{F}$ 或更大的电容旁路至地（GND）
2	CSN	电流检测输入端
3	DIM	逻辑电平调光输入端。驱动 DIM 为低电平将关断电流调节器；驱动 DIM 为高电平将开启电流调节器
4	GND	地
5	DRV	驱动外接 MOSFET 栅极的输出端，DRV 接外部 N 沟道 MOSFET 的栅极
6	U_{CC}	稳压器输出端，一般用一个 $1\mu\text{F}$ 电容旁路 U_{CC} 至地（GND）
—	EP	裸焊盘，接至大面积地层以改善散热条件，不要作为器件的唯一接地点

3. MAX16819/MAX16820 的应用范围

MAX16819/MAX16820 常用于建筑、工业照明、环境、室内照明、汽车内外照明、指示器、紧急事件照明及其他 LED 灯。

4. MAX16819/MAX16820 典型应用电路

LED 是电流器件，用于照明的 LED 应该用恒流源供电，否则会影响 LED 的寿命。

由 MAX16819/MAX16820 组成的 LED 恒流驱动电路如图 21.43 所示。

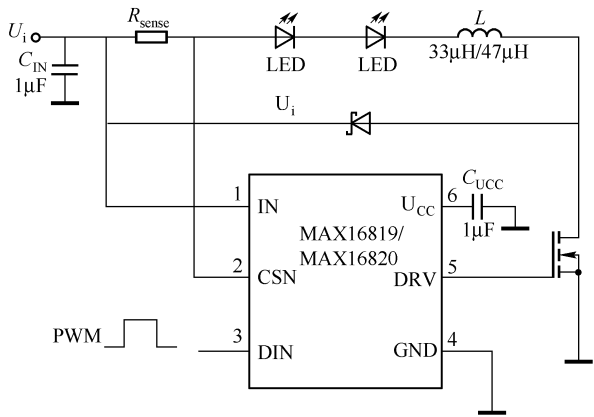


图 21.43 MAX16819/MAX16820 的典型应用电路

5. LED 驱动电路的设计

(1) MAX16819/MAX16820 的极限参数

在设计电路或做实验时应注意不能超过下列几个极限参数：

① IN、CSN、DIM 端的对地 (GND) 电压为 $-0.3 \sim +30\text{V}$ 。

② U_{CC} 、DRV 端的对地 (GND) 电压为 $0.3 \sim +6\text{V}$ 。

③ CSN 端对 IN 端的电压为 $-0.3 \sim +0.3\text{V}$ 。

④ 流入 MAX16819/MAX16820 的 CSN、DIM、GND 任一引脚 (IN、 U_{CC} 和 DRV 除外) 的电流为 $\pm 20\text{mA}$ 。

⑤ 连续耗散功率为 1454mW 。

⑥ 焊接温度 (持续时间 10s) 为 $+300^\circ\text{C}$ 。

(2) 外接电路器件的参数设计与选择

① 欠电压锁定 (UVLO)。MAX16819/MAX16820 内部含有 4.5V 欠电压锁定 (UVLO) 比较器电路, 当输入电压 U_i 下降至 4.5V 以下时, DRV 端变为低电平, 从而关断了外接 N 沟道 MOSFET; 当 U_i 达到 5V 或 5V 以上时, DRV 端输出高电平, 使外接 N 沟道 MOSFET 导通。

② 5V 稳压器。 U_{CC} 是芯片的稳压器输出端, 提供 5V 、 10mA 输出电压, 可在设计相关电路时使用。

③ DIM 输入。DIM 端子外接 PWM (脉宽调制) 信号进行 LED 亮度调节。当 DIM 输入的逻辑电平低于 0.6V 时, 迫使 DRV 端输出低电平, 使外接 MOSFET 截止, 从而关断 LED 电流。欲恢复 LED 电流, DIM 端的逻辑电平至少为 2.8V 以上, 这是在设计时需注意的。

可用专用 PWM, 也可自行设计 (可参考第十五章)。PWM 信号的脉宽越宽, LED 电流越大。

④ 设定 LED 电流—— R_{sense} 的设计。选定 LED 后, 可从产品说明书中得到该 LED 的额定电流 I_{LED} 。 R_{sense} 是 MAX16819/MAX16820 的 IN 端和 CSN 端之间的检流电阻, 阻值由下式确定:

$$R_{\text{sense}} = \frac{1}{2} \frac{(U_{\text{SNSHI}} - U_{\text{SNSLO}})}{I_{\text{LED}}}$$

式中, U_{SNSHI} 为检测电压的高门限值, 对于 MAX16819, U_{SNSHI} 的典型值为 230mV , 对于 MAX16820, U_{SNSHI} 的典型值为 210mV ; U_{SNSLO} 为检测电压的低门限值, 对于 MAX16819, U_{SNSLO} 的典型值为 170mV , 对于 MAX16820, U_{SNSLO} 的典型值为 190mV 。

例如, LED 的额定电流 $I_{\text{LED}} = 400\text{mA}$, 选用 MAX16819, $U_{\text{SNSHI}} = 230\text{mV}$, $U_{\text{SNSLO}} = 170\text{mV}$, 则

$$R_{\text{sense}} = \frac{1}{2} \times \frac{(0.23 - 0.17)}{0.4} \Omega = 75\text{m}\Omega$$

如选用 MAX16820, $R_{\text{sense}} = 25\text{m}\Omega$ 。

⑤ 电感 L 的选择。一般电感选择 $30 \sim 50\mu\text{H}$ 的线圈, 而且其额定电流要满足 LED 的需求。电感可自行设计 (见附录)。

⑥ 电流调节。MAX16819/MAX16820 利用滞回比较器调节 LED 电流, 随着电感电流上升, R_{sense} 上的电压达到高门限值时, DRV 端输出低电平, 关断外接 MOSFET, I_{LED} 下降至零; 当电感电流通过续流二极管下降时, 使 R_{sense} 电压下降至低门限值, DRV 输出高电压, 重新

驱动 MOSFET 导通。这一电流调节过程由芯片电路完成。

需要设计的是电流调节器的开关频率 f_{SW} 。前面介绍的开关频率高达 2MHz，这个频率是它的最大值。开关频率为

$$f_{\text{SW}} = \frac{(U_i - nU_{\text{LED}})nU_{\text{LED}}R_{\text{sense}}}{U_i\Delta UL}$$

式中， n 为 LED 的数量； U_{LED} 为单个 LED 的正向压降； $\Delta U = U_{\text{SNSHI}} - U_{\text{SNSLO}}$ ； L 为电感。

可见，选用 LED 的数量 n 和输入电压 U_i 是有关系的。设计要保证 $U_i - nU_{\text{LED}} > 0$ ，而且 f_{SW} 不能超过 2MHz。

例如，选用 4 个 LED，其正向压降为 3V，因此 U_i 必须大于 12V。

令 $U_i = 24\text{V}$ ，选 $L = 47\mu\text{H}$ ， $R_{\text{sense}} = 25\text{m}\Omega$ ，采用 MAX16819，其 $\Delta U = 0.21\text{V} - 0.19\text{V} = 0.02\text{V}$ ，则

$$f_{\text{SW}} = \frac{(24 - 4 \times 3) \times 4 \times 3 \times 25 \times 10^{-3}}{24 \times 0.02 \times 47 \times 10^{-6}} \text{Hz} = 160\text{kHz}$$

若 $n = 3$ ，则 $f_{\text{SW}} = 150\text{kHz}$ 。

⑦ MOSFET 的选择。MAX16819/MAX16820 栅极驱动器（DRV 端）可提供 0.5A 的输出电流和 1A 的灌入电流，应根据最大输入电压 U_i 、输出电流 I_{LED} 和开关频率 f_{SW} 选择 MOSFET。应选择击穿电压高于最大工作电压，具有低导通电阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 的 N 沟道 MOSFET，以获得最佳效果。

⑧ 续流二极管的选择。续流二极管的正向导通电压应尽可能低，以获得最佳效率。一般应优先选择击穿电压能承受最大工作电压的肖特基二极管，而且注意续流二极管的正向额定电流不能低于最大 LED 电流。

⑨ C_{IN} 的选择。一般使 $C_{\text{IN}} \geq 1\mu\text{F}$ 。

⑩ PCB（印制电路板）布线设计。精细的 PCB 布线对获得低开关损耗和稳定工作状态至关重要。电路板在正常状态下工作时两大功率回路：一个是 MOSFET 导通时的大电流回路，由 IN - R_{sense} - LED - 电感 L - MOSFET - GND 形成；另一个是 MOSFET 关断时的大电流回路，由 R_{sense} - LED - 电感 L - 续流二极管形成。为减少噪声干扰，每个回路所包围的面积应尽可能小。

大电流接地回路、输入旁路电容地线和输出滤波器地线应采用单点连接。

R_{sense} 的放置应尽可能靠近输入滤波电容 C_{IN} 和 IN 端子。

应尽可能选用多层电路板，芯片的裸焊盘应接至大面积地层接线板，以提高散热能力。

二、LM3404 高亮度 LED 驱动电路

LM3404 是美国国家半导体公司的产品，它是降压型（Buck）高亮度 LED 恒流驱动 IC，广泛应用于汽车电子系统、工业电子系统和照明系统。它不仅可驱动多个串联 LED，而且还可驱动大功率高亮度 LED。

1. LM3404/LM3404HV 的特点

① 输入电压范围广。LM3404 可输入 6~42V，LM3404HV 可输入 6~75V 直流电压。

② 内部集成了 MOSFET，输出电流高达 1.2A。因此，可驱动 3~5W 的大功率 LED，驱动电流为 700mA~1A。

③ 微功耗，转换效率高达 95%。

2. LM3404 的引脚排列

LM3404 采用小型 8 脚 SO-8 和 PSOP 封装（带有散热盘），其引脚排列如图 21.44 所示。

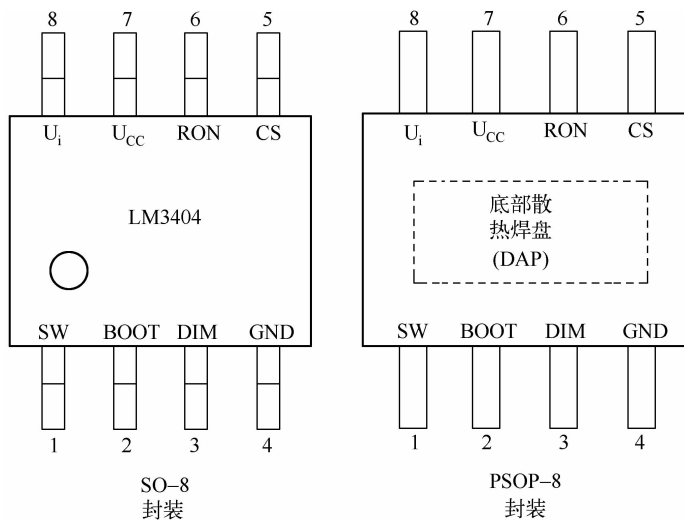


图 21.44 LM3404 的引脚排列

3. LM3404 工作参数和极限参数

LM3404 应在正常技术参数下长期工作，其技术参数见表 21.6。LM3404 工作时不能超过其极限参数，极限参数见表 21.7。

表 21.6 LM3404 的技术参数 ($U_i=24V$, $T_A=25^{\circ}C$)

符 号	单 位	参 数 说 明	典 型 值
U_i	V	直流电压输入范围	6~42/6~75
t_{ON}	μs	启动时间	2.75
			0.675
			0.415
$t_{OFF-MIN}$	ns	最小关断时间	270
U_{CC-REG}	V	U_{CC} 端电压	7
I_{CC-LIM}	mA	U_{CC} 端限制电流	16
$U_{REF-REG}$	mV	CS 端有效反馈电压	200
U_{REF-OV}	mV	CS 端过电压保护电压	300
I_{LIM}	mA	最大输出电流	1500

(续表)

符 号	单 位	参 数 说 明	典 型 值
U_{IH}	V	DIM 端高电平	≥ 2.2
U_{IL}	V	DIM 端低电平	≤ 0.8
R_{DS-ON}	Ω	BUCK 开关导通电阻	≤ 0.75
T_{SO}	$^{\circ}\text{C}$	过热关断温度	165

表 21.7 LM3404 的极限参数 ($T_A=25^{\circ}\text{C}$)

内 容	LM3404	LM3404HV
U_i 对 GND	-0.3 ~ 45V	-0.3 ~ 76V
BOOT 对 GND	-0.3 ~ 59V	-0.3 ~ 90V
SW 对 GND	-1.5 ~ 45V	-1.5 ~ 76V
BOOT 对 U_{CC}	-0.3 ~ 45V	-0.3 ~ 76V
BOOT 对 SW	-0.3 ~ 14V	-0.3 ~ 14V
U_{CC} 对 GND	-0.3 ~ 14V	-0.3 ~ 14V
DIM 对 GND	-0.3 ~ 7V	-0.3 ~ 7V
CS 对 GND	-0.3 ~ 7V	-0.3 ~ 7V
RON 对 GND	-0.3 ~ 7V	-0.3 ~ 7V
Junction Temperature	150 $^{\circ}\text{C}$	150 $^{\circ}\text{C}$

4. LM3404 的 LED 驱动电路

LM3404 的高亮度 LED 驱动电路如图 21.45 所示。

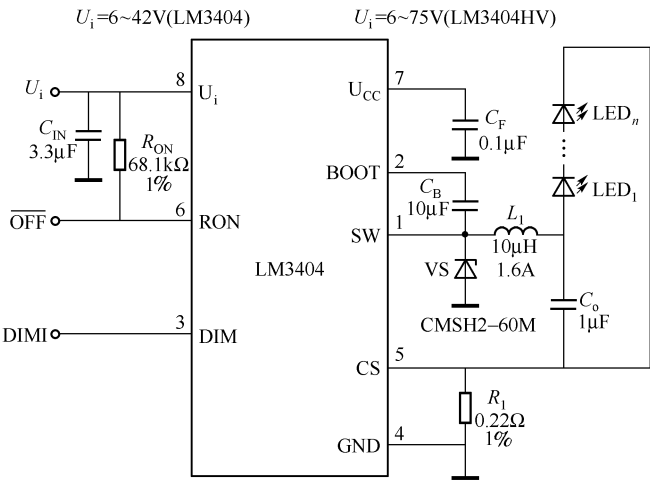


图 21.45 LM3404 的 LED 驱动电路

DIM 端 (3 脚) 可利用 PWM (脉冲宽度调制) 信号调节 LED 的亮度; BOOT (2 脚) 为自举端子, 外接自举电容 $C_B (=10\mu\text{F})$ 可提高系统在轻载状态下的效率; SW (1 脚) 为开关转换端, 需外接电感线圈和稳压二极管, 线圈的电感值一般取 $10\mu\text{H}$, 但其额定电流应根据 LED 的电流选择, 当 $I_{\text{LED}} = 700\text{mA} \sim 1\text{A}$ 时, 应选额定电流为 1.6A 的 $10\mu\text{H}$ 电感; 在 RON 端 (6 脚) 加低电平电路截止。

Buck 开关电路以 CCM 模式 (Continuous Conduction Mode 连续导通模式) 工作, 其工作频率受到开关电路的开启时间 t_{ON} 、关闭时间 t_{OFF} 的限制, 实际工作频率由下式确定:

$$f_{\text{SW}} = 10^{10} U_o / (1.34 R_{\text{ON}})$$

式中, U_o 为 C_o 的对地电压; R_{ON} 为 U_i 端 (8 脚) 与 R_{ON} 端 (6 脚) 间的外接电阻。

f_{SW} 的范围在几十千赫至 1MHz 以上。

第七节 白光 LED 恒流驱动电路

一、由 XC9103 组成的串联白光 LED 恒流驱动电路

由 XC9103 组成的串联白光 LED 恒流驱动电路如图 21.46 所示。电路中的 XC9103 为升压 DC/DC 变换器, 其输出用于白光 LED 恒流驱动。

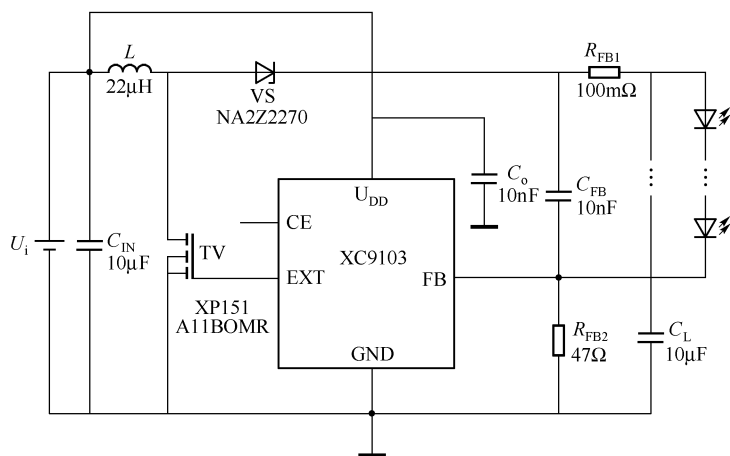


图 21.46 由 XC9103 组成的串联白光 LED 恒流驱动电路

该电路具有下列特点:

- ① 可将 WLED 串联使用, 无论连接多少白光 LED, 只需要一只电阻 R_{FB2} 来确定 I_{LED} 。
- ② 各只 WLED 正向压降的差异不会影响其工作电流 I_{LED} 的大小。
- ③ 用一只电阻就可以调整 WLED 的工作电流。

1. WLED 驱动电流的确定

驱动电流 I_{LED} 由 FB 端的电压 U_{FB} 及其电阻 R_{FB2} 确定, 即 $I_{\text{LED}} = U_{\text{FB}} / R_{\text{FB2}}$ 。

对于 XC9103, $U_{FB} = 0.9V$; 对于 XC6367, $U_{FB} = 1.0V$ 。对于 XC9103, 若驱动额定电流为 20mA 的 WLED, 则 $R_{FB2} = U_F / I_{LED} = 0.9V / 0.02A = 45\Omega$, 取标称值 $R_{FB2} = 47\Omega$; 对于 XC6367, 若驱动额定电流为 20mA 的 WLED, 则 $R_{FB2} = 1.0V / 0.02A = 50\Omega$, 取标准值 $R_{FB2} = 51\Omega$ 。

2. 输出电压 U_o

输出电压为 $U_o = U_{FB} + nU_F$ 。其中, n 为每串联支路上串联 WLED 的数量; U_F 为 WLED 的正向压降。

3. 输入电压 U_i 的确定

① 当 $U_i = 3.0V$ 时, 则 $U_o = 4.5V$, 只允许接 4 只以下的 WLED。

② 如需点亮 5 只及 5 只以上的 WLED, 则 $U_i = nU_F + U_{FB}$ 或选择额定电流更大的电感器。

4. 电路的效率

电路的效率由 $\eta = U_F I_{LED} / (U_i I_{IN})$ 计算, 但 WLED 的连接方式不同, 电路效率差异较大。例如, 2 只 WLED, $\eta_{串} = 79.96\%$, $\eta_{并} = 65.93\%$; 3 只 WLED, $\eta_{串} = 82.48\%$, $\eta_{并} = 66.30\%$; 4 只 WLED, $\eta_{串} = 82.96\%$, $\eta_{并} = 67.23\%$ 。可见, WLED 串联的效率比并联高。

如果电路选用 XC6367, 则不需要 R_{sense} (R_{FB2}), C_L 应选用 221 μF 的钽电容。

二、MAX1916 WLED 恒流驱动电路

1. 三路白光 LED 恒流驱动电路

三路白光 LED (WLED) 恒流驱动电路如图 21.47 所示。电路的核心是 MAX1916, MAX1916 是低压差恒流三路输出 WLED 偏置电源。

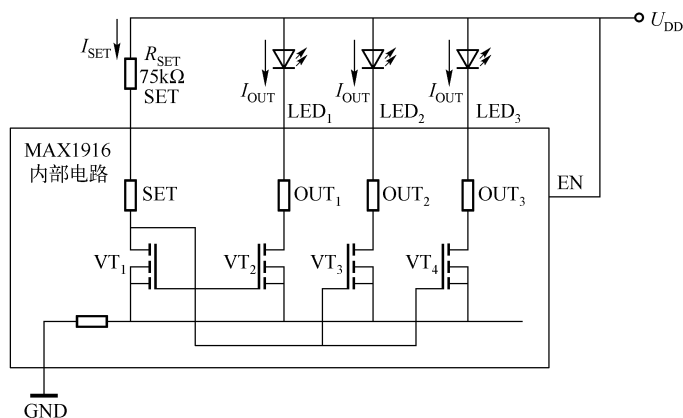


图 21.47 由 MAX1916 组成的恒流 WLED 驱动电路

对于本电路, 每一路的输出电流均为

$$I_{OUT} = 200I_{SET}$$

式中, 200 为电流源的“镜像系数”; I_{SET} 为设定电流, 由下式确定:

$$I_{\text{SET}} = (U_{\text{DD}} - U_{\text{SET}}) / R_{\text{SET}}$$

式中, R_{SET} 为 I_{SET} 的外接设定电阻; U_{SET} 由芯片内部确定, $U_{\text{SET}} = 1.25\text{V}$ 。令 $I_{\text{SET}} = 50\mu\text{A}$, $U_{\text{DD}} = 5.0\text{V}$, 则 $R_{\text{SET}} = (5.0 - 1.25)\text{V} / 50\mu\text{A} = 75\text{k}\Omega$ 。

$I_{\text{OUT}} = 200 \times 0.05\text{mA} = 10\text{mA}$, 每一路的电流偏置在 5% 以内。

2. 增大 MAX1916 输出电流的电路

如果需要更高的输出电流, 可将 LED_1 、 LED_2 、 LED_3 三个电流输出端子并联, 如图 21.48 所示。

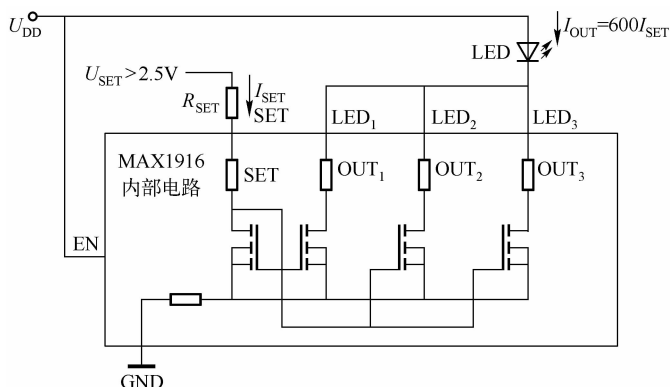


图 21.48 增大 MAX1916 输出电流的电路

并联后, 三路输出并联构成镜像系数为 600 的电流源, 三个内部 MOS 管的漏源开启电阻 $R_{\text{DS}} = 50\Omega / 3 = 16.7\Omega$ 。输出电流 $I_{\text{OUT}} = 600I_{\text{SET}} = 30\text{mA}$; $R_{\text{SET}} = (U_{\text{SET}} - 1.25\text{V}) / I_{\text{SET}}$ 。

本电路的 WLED 应选择正向电压较低的 GaAsP 白光 LED。

以上两种电路常用于需要恒流驱动, 如背光照明等场合。

3. 采用电荷泵升压的 MAX1916 恒流 WLED 驱动电路

采用电荷泵升压的 MAX1916 恒流 WLED 驱动电路如图 21.49 所示。

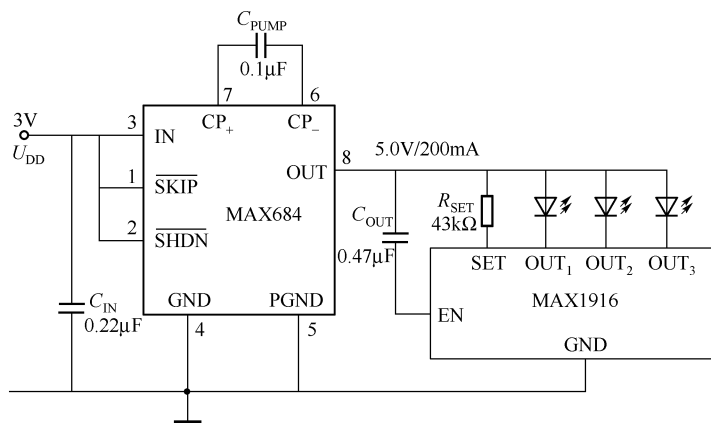


图 21.49 采用电荷泵升压的 MAX1916 恒流 WLED 驱动电路

MAX1916 常使用 Li^+ 电池。 Li^+ 电池充足电时电压可达 4.2V，稍用一段时间电压便下降了，甚至可降到 2.7V。这时 MAX1916 便难以使 WLED 正常发光，此时需将 U_{DD} 电压提升。

MAX682/MAX683/MAX684 是一组电荷泵芯片，都是 8 脚 SO/ μMAX 封装，其功能相同，它们的输入电压范围为 3~5.5V，输出电压为 $5\text{V} \pm 4\%$ ，输出电流为 200mA，足可以使额定电流为 60mA 的 3 只并联 WLED 正常发光。 $\overline{\text{SKIP}}$ 为噪声抑制端， $\overline{\text{SKIP}} = 0$ 时，进入芯片的噪声较大，故应使 $\overline{\text{SKIP}} = 1$ ，以便降低噪声； $\overline{\text{SHDN}}$ 为关断端， $\overline{\text{SHDN}} = 0$ 时，芯片关断，应使 $\overline{\text{SHDN}} = 1$ 。

本电路应选择正向压降较低的 GaAsP 白光 LED。

三、由 MAX5035 组成的白光 HI-LED 恒流驱动电路

由 MAX5035 组成的白光 HI-LED 恒流驱动电路如图 21.50 所示。白光高亮度 (HI-LED) 是经过特殊处理的 PN 结半导体器件，它具有较高的结电压，在正向电压尚未达到其正向压降 U_{F} 时，流过器件的电流很小，一旦达到 U_{F} 时，电流将迅速上升（与传统的二极管相似）。因此，必须采取限流措施限制电流的上升，以防白光 HI-LED 损坏。常用的限流方式有电阻限流、有源线性控制限流和开关调制控制限流三种形式。它们各有优缺点（略），经比较，还是开关调制控制限流的性价比较高，其芯片有 MAX5038A/B/C/D、MAX5035 等。这些芯片已经在内部有了一些限流保护电路，器件具有欠电压锁存、逐周期限流、间歇模式输出短路保护及热关断保护。

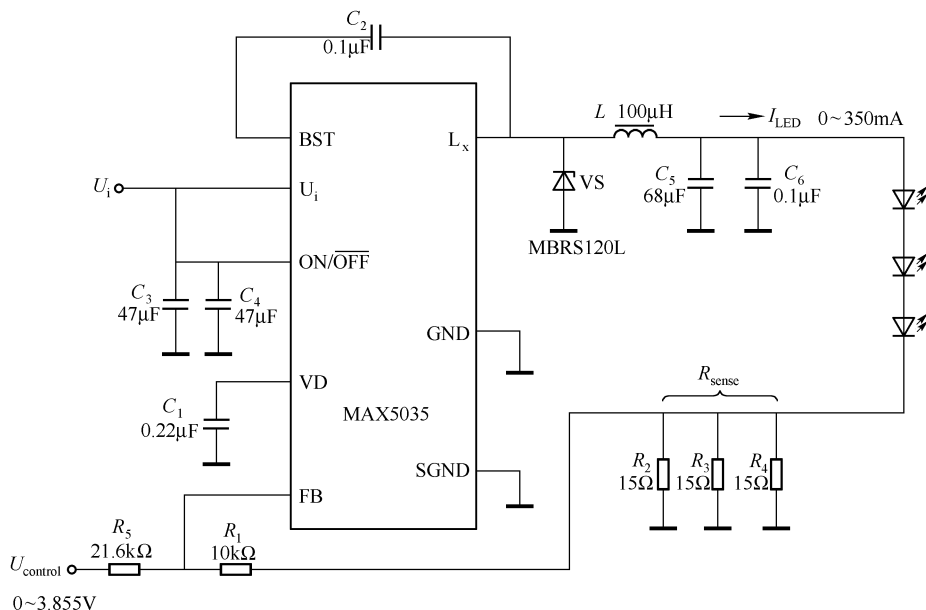


图 21.50 由 MAX5035 组成的白光 HI-LED 恒流驱动电路

MAX5033 可提供 500mA 输出电流；MAX5033A/B/C 型号可分别提供固定的 3.3V、5V 和 12V 的输出电压；MAX5033D 提供 1.25~13.2V 的可调输出电压。

MAX5035 也是高集成度 PWM 开关变换器集成芯片，其开关频率为 125kHz，输出电流

可达 1A。

电路设计参数如下：

- 输入电压的范围：7.5V（带 1 只 HI-LED）~30V（可带 3 只 HI-LED）。
- 最大输出电流：350mA（ $U_{\text{control}}=0$ ）。
- 最大输出电压：12V。
- 控制电压 U_{control} 范围：0V（最大电流）~3.855V（最小电流）。

1. 350mA 输出电流（ I_{LED} ）的设计

电路的输出电流由下式确定：

$$I_{\text{LED}} = \frac{U_{\text{REF}}(R_1 + R_5) - U_{\text{control}}R_1}{R_5 R_{\text{sense}}}$$

式中， U_{REF} 为 MAX5035 的参考电压， $U_{\text{REF}} = 1.22\text{V}$ ； R_{sense} 为检测电阻，这里令 $R_{\text{sense}} = 5\Omega$ （电路用 $15\Omega//15\Omega//15\Omega$ 代替 5Ω ）。

当 R_1 、 R_5 和 R_{sense} 固定时，绘出通过 HI-LED 的电流 I_{LED} 与控制电压 U_{control} 的关系曲线，如图 21.51 所示。

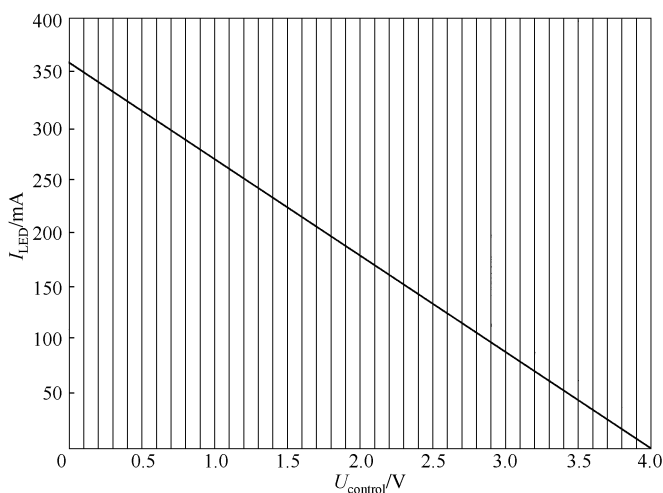


图 21.51 白光 HI-LED 电流 I_{LED} 与控制电压 U_{control} 的关系

此曲线可用于电路设计。例如，若 HI-LED 的额定电流为 200mA，即 $I_{\text{LED}} = 200\text{mA}$ ，查曲线可知，需使控制电压 $U_{\text{control}} = 1.7\text{V}$ 。由曲线可以看出， $U_{\text{control}} \rightarrow I_{\text{LED}}$ 。当 $U_{\text{control}} = 0$ 时， $I_{\text{LED}} = 357\text{mA}$ ； $U_{\text{control}} = 3.855\text{V}$ 时， $I_{\text{LED}} = 0\text{mA}$ 。

如果需要输出电流 I_{LED} 可调节，则 U_{control} 应为可调节电压。电路的芯片也可使用 MAX5033。

2. 1A 输出电流（ I_{LED} ）的设计

当需要输出电流（ I_{LED} ）为 1A 时，需重新确定检测电阻 R_{sense} （ R_2 、 R_3 、 R_4 ），有以下两种方法。

① I_{LED} 的最大值为 1A，即忽略 U_{control} 的影响，此时应使 $U_{\text{control}} = 0$ ，则

$$R_{\text{sense}} = U_{\text{REF}}(R_1 + R_5)/R_5 I_{\text{LED}}$$

代入数值可得 $R_{\text{sense}} = 1.78\Omega$ 。可用 $5.1\Omega // 5.1\Omega // 5.1\Omega$ 代替 1.7Ω 。

② 忽略 U_{control} 的影响, 通过 R_{sense} 的电压为 $350\text{mA} \times 5\Omega = 1.75\text{V}$, 故通过 1A 的检测电阻 $R_{\text{sense}} = 1.75\text{V}/1\text{A} = 1.75\Omega$ 。可用 $5.1\Omega // 5.1\Omega // 5.1\Omega$ 代替 1.7Ω 。

同时, 也应考虑 L ($100\mu\text{H}$) 的额定电流也需为 1A 。

MAX5035 白光 HI-LED 恒流驱动电路的输出电压可达 12V , 此时可驱动 3 只串联白光 HI-LED; 输入电压可达 76V , 适用于驱动汽车 HI-LED; 也可用于 24V 信号标志灯和建筑照明; 控制输入端可用低频 PWM 信号调节亮度。

四、LT3591 集成肖特基二极管恒流 WLED 驱动电路

LT3591 是 Linear Technolog Corporation (线性技术公司, 即凌特公司) 产品, 它是一恒流 WLED 驱动集成电路, 在内部集成了直流升压电路所需要的肖特基二极管。工作频率为 1MHz , 外围可使用体积较小的电感和电容。电路允许 LED 阴极直接接地。

LT3591 的体积为 $2\text{mm} \times 3\text{mm} \times 0.75\text{mm}$, 采用 DFN 封装, 芯片底面有散热焊盘。其引脚排列如图 21.52 所示。

LT3591 的典型应用电路如图 21.53 所示。电源为 Li^+ 电池, 电路可驱动 10 只串联的白光二极管。集成电路采用 True Color PWM (纯彩色脉冲调制) 技术, 调光范围可达 $80:1$, 适用于采用白色 LED 实现背光照明的各种便携式设备, 如手机、数码相机、GPS 等。

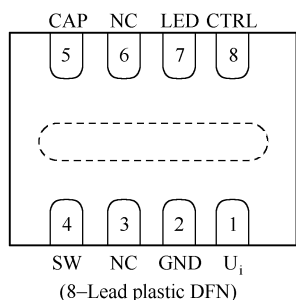


图 21.52 LT3591 的引脚排列

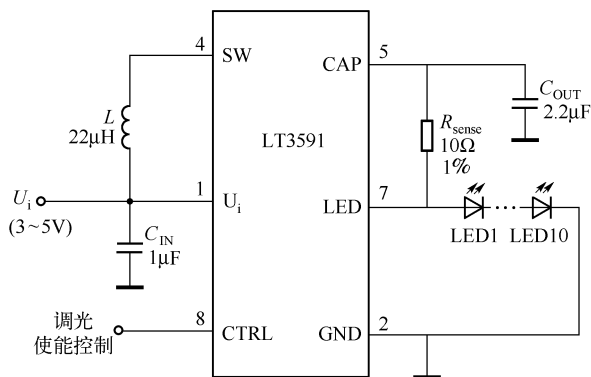


图 21.53 LT3591 集成肖特基二极管恒流 WLED 驱动电路

五、性能良好廉价的 LED 恒流源

高亮度、超高亮度 LED 广泛应用于照明显示系统。LED 发光时, 同一批次的产品, 其上的压降不尽相同, 根据电压元件的使用 (如串联供电), 其发光效率、发光亮度、发光色度、使用寿命都将受到较大影响。

LED 是电流元件, 用恒流供电, 各管发光均匀, 效率高、寿命长。专用的集成电路 LED 恒流源性能优良, 但价格较贵。

能否找到一种性能良好又廉价的 LED 恒流源供电系统呢？答案是肯定的。

LED 是二极管，其 PN 结上的电压 U_{PN} 随温度上升而下降，其温度系数是 $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ，如果能找到一种合适温度系数的热敏电阻，将其与 LED 串联，使温度系数得到较大补偿，就能实现我们的愿望。用国产 MZD-5A20、MZD-5B100 正温度系数热敏电阻和 LED 串联即可，如图 21.54 所示。

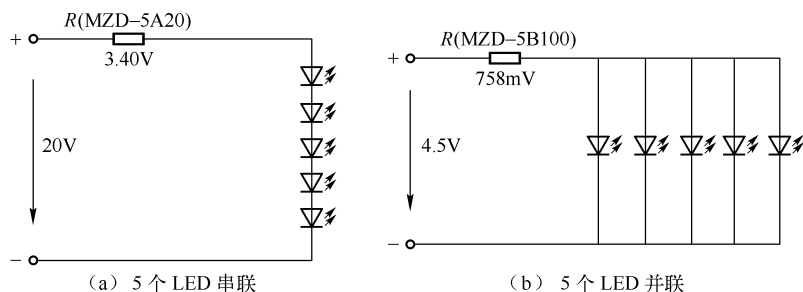


图 21.54 正温度系数热敏电阻恒流源电路

热敏电阻 MZD-5A20 的额定电流为 20mA，在 25°C 下测得 $R = 151\Omega$ 。在实验中，超高亮度 LED 点燃时，测定的 $U_{PN} = 3.22 \sim 3.44\text{V}$ 。

图 21.54 (a) 所示电路中，若 R 使用一个 160Ω 固定电阻，其电流随温度的变化如图 21.55 中的曲线 I 所示，随着温度的增加， I_{LED} 几乎成正比地增大；若 R 使用 MZD-5A20 正温度系数热敏电阻，其电流随温度的变化如曲线 II 所示，可以看出，即使温度变化范围很大 ($-45 \sim +95^{\circ}\text{C}$)，通过 LED 的电流 I_{LED} 基本不变，保持恒定特性。

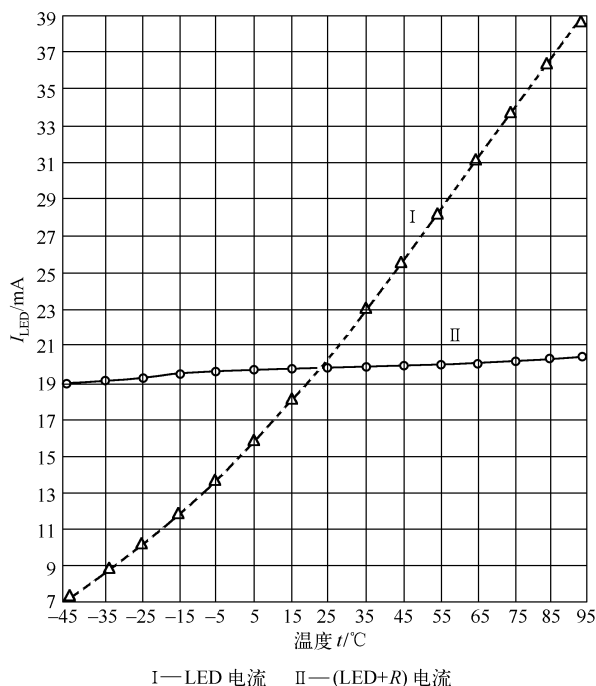


图 21.55 LED 电流与 (LED + R) 电流的比较

以上两种情况，均可通过用电热吹风机向电路吹热风，时间为 3min，观察电路电流的变化。情况 I 的电流由 20.0mA 增至 23.0mA；情况 II 的电流保持不变，仍为 20.0mA。可见，用 MZD-5A20 补偿的电路是一种性能良好的恒流源。

图 21.54 (b) 中热敏电阻的额定电流为 100mA，在 25℃ 下测得 $R = 6.8\Omega$ ，通过实验可以证明其恒流特性良好。

以上两种基本电路都可用于驱动高亮度 LED，如希望电路扩展，可将基本电路通过串、并联来实现。

第八节 闪光、制动 LED 驱动电路

一、闪光 LED (Flash-LED) 驱动电路

低压 Flash-LED 的出现，给传统的闪光灯带来了革命性的变化。低压闪光灯不需要振荡电路，不需要升压变压器和储能大电容，只需要 3.5 ~ 4.5V 直流电压、120 ~ 250mA 电流就可以发出 2000 ~ 750mcd 的闪光。

Flash-LED 常用于移动电话和数码相机的闪光灯，也可以用于其他产品。

驱动 Flash-LED 可选用电容式电荷泵，其输出分为恒压输出和恒流输出两种。对于 Flash-LED，一般采用并联恒压、大电流瞬时驱动方案。

1. Flash-LED 的选用

选用闪光 LED 的第一要点是高亮度和能通过大电流，LED 的亮度与通过的电流成正比。用于移动电话键盘的 LED，使用电流为 7 ~ 12mA，亮度为 20 ~ 40mcd；用于背光的 LED，电流为 14 ~ 20mA，亮度为 100 ~ 1000mcd；用于闪光的 LED，使用电流为 120 ~ 250mA，亮度为 2000 ~ 7500mcd。

Flash-LED 的主要参数是亮度 (I_v)，目前产品可达到的最高亮度约为 7500mcd；脉冲峰值电流 (I_{FP}) 一般为 100 ~ 400mA。

下面介绍两种常用型号 Flash-LED 的性能参数，见表 21.8。

表 21.8 常用 Flash-LED 的性能参数

参 数	型 号	
	61-25UWC/TR8	NBCW011T
反向电压 U_R/V	5	5
反向电流 $I_R/\mu A$	50	100
正向电压 U_F/V	3.5	3.6
正向电流 I_F/mA	25	50
脉冲峰值电流 I_{FP}/mA	100	100
功耗 P_D/mW	110	400
亮度 I_v/mcd	200	$U: 2600mcd; T: 1900mcd$
视角 θ	120°	120°
外形尺寸	5mm × 6mm × 2.5mm	5mm × 5mm × 2.3mm
引脚数	6	4

2. Flash-LED 驱动电路设计

移动电话或数码相机的低压 LED 闪光灯设计,应本着高效、低成本、所占印制板面积小的原则来选择 Flash-LED 驱动电路,要求驱动集成电路能在低电压情况下输出 150 ~ 300mA 电流。移动电话 Li^+ 电池电压低又不稳定,需要将低电压转换成 4 ~ 5V 的稳定电压,并能输出 150 ~ 300mA Flash-LED 驱动电流。就目前的集成电路来说,有两种工作原理不同的集成电路可供选择,一种是借助于电容器升压的电荷泵电路,如图 21.56 (a) 所示;另一种是借助于电感器的升压电路,如图 21.56 (b) 所示。前者的电荷泵电路比较经济实用,外围需要 3 个电容、2 个电阻和 1 个 N 沟道 MOSFET 管;后者需要 1 个电感器和 1 个肖特基二极管 VS。

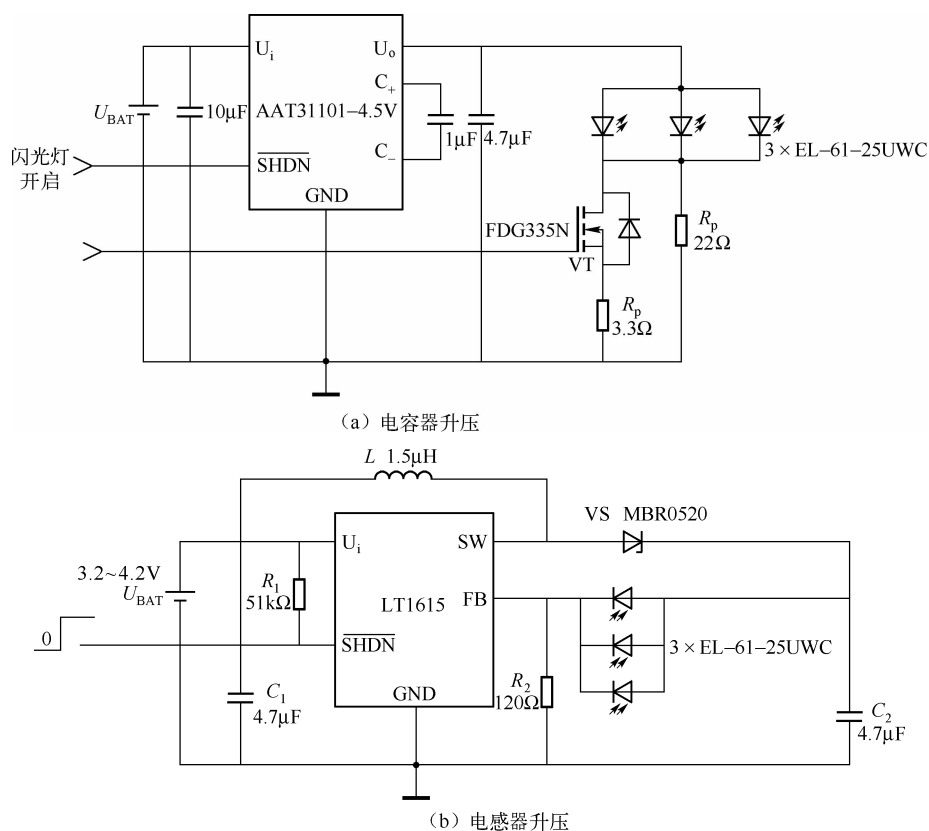


图 21.56 电荷泵 Flash-LED 驱动电路

3. LTC3453 闪光 LED (Flash-LED) 驱动电路

驱动大电流 LED 最常用的解决方案是采用一个传统的升压型 DC/DC 转换器,并在 FB 引脚到 GND 引脚之间设置一个电阻,用来调整 LED 电流,但这种方法明显的缺点就是效率低。

凌特公司 (Linear Technology) 专门设计了用于大电流相机的光源,如 LTC3453,它是一个效率高、准确度高的 LED 电流控制的集成电路。它利用一个同步的降压、升压型电源结构和可编

程的低压电流源来调节 LED 电流。器件根据输入电压 U_i 和 LED 的正向电压，在同步降压、同步升压及 4 个开关降压、升压模式下自动转换。每个电源都具有自己独立的控制环路，能够在非常低的 LED 引脚电压下调整电流，以减少功耗。LED 的切断可通过关断电流源来实现。

图 21.57 (a) 所示是并联驱动一个大功率 LED 的电路。LED 电流即亮度的控制可用两个使能端 EN1、EN2 来控制，见图中右侧的表格，当 EN2 EN1 = 00 时，电路关断；当 EN2 EN1 = 11 时电流最大。图 21.57 (b) 所示为分别驱动 4 个 LED 的电路。

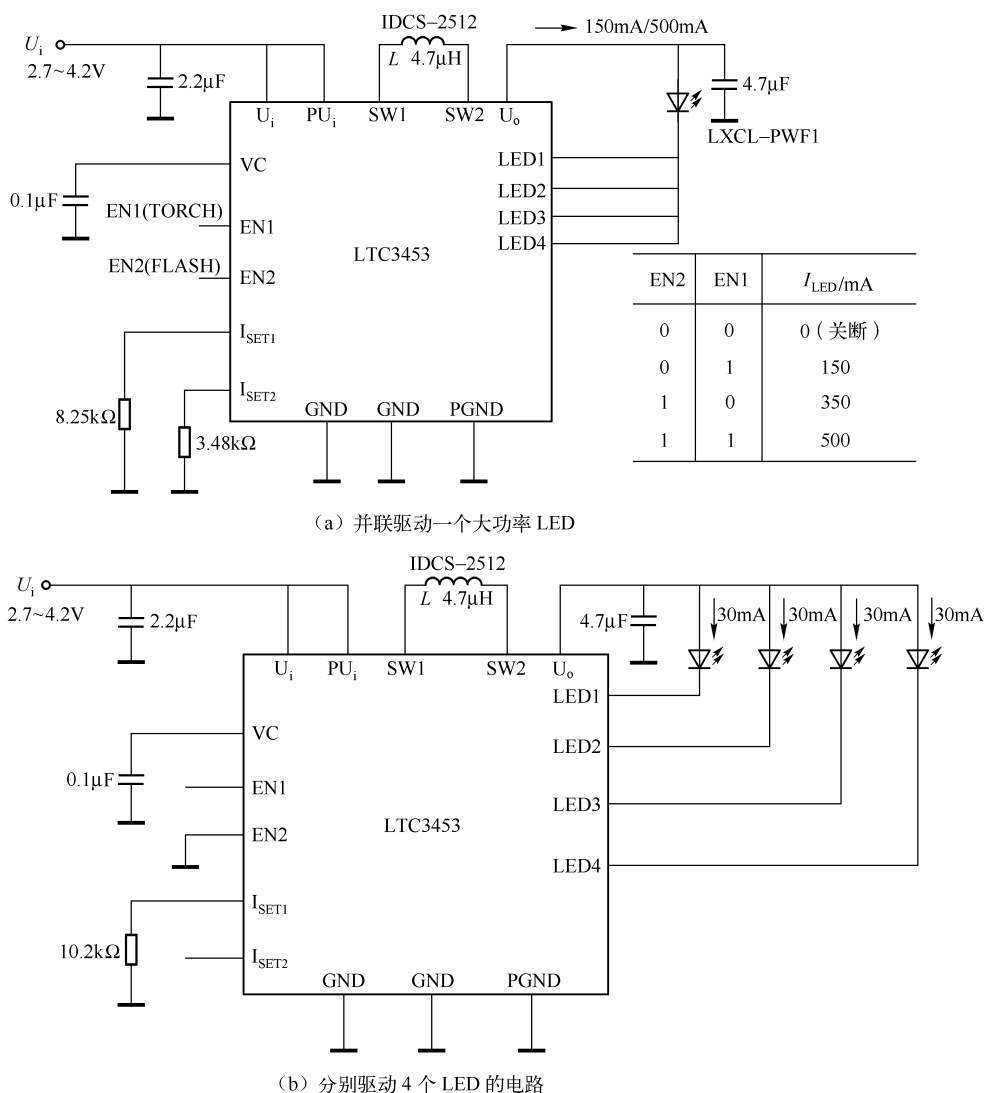


图 21.57 LTC3453 闪光 LED (Flash-LED) 驱动电路

4. LTC3454 大功率闪光 LED 驱动电路

LTC3454 也是凌特公司的产品，它驱动 Flash-LED 的最大驱动电流为 1A，功率达几瓦。LTC3454 闪光 LED 驱动电路如图 21.58 所示，图 (a) 的驱动电流达 1A，闪光亮度有三挡；

图 (b) 的驱动电流为 500mA。两电路的结构稍有差别, 图 (a) 电路的调光功能由 EN1、EN2 执行, EN2 EN1 = 00 时, 电路关断; EN2 EN1 = 11 时, 驱动电流达 1A。图 (b) 电路无调光功能, EN1 接 1, EN2 接地, 闪光亮度只有一挡。

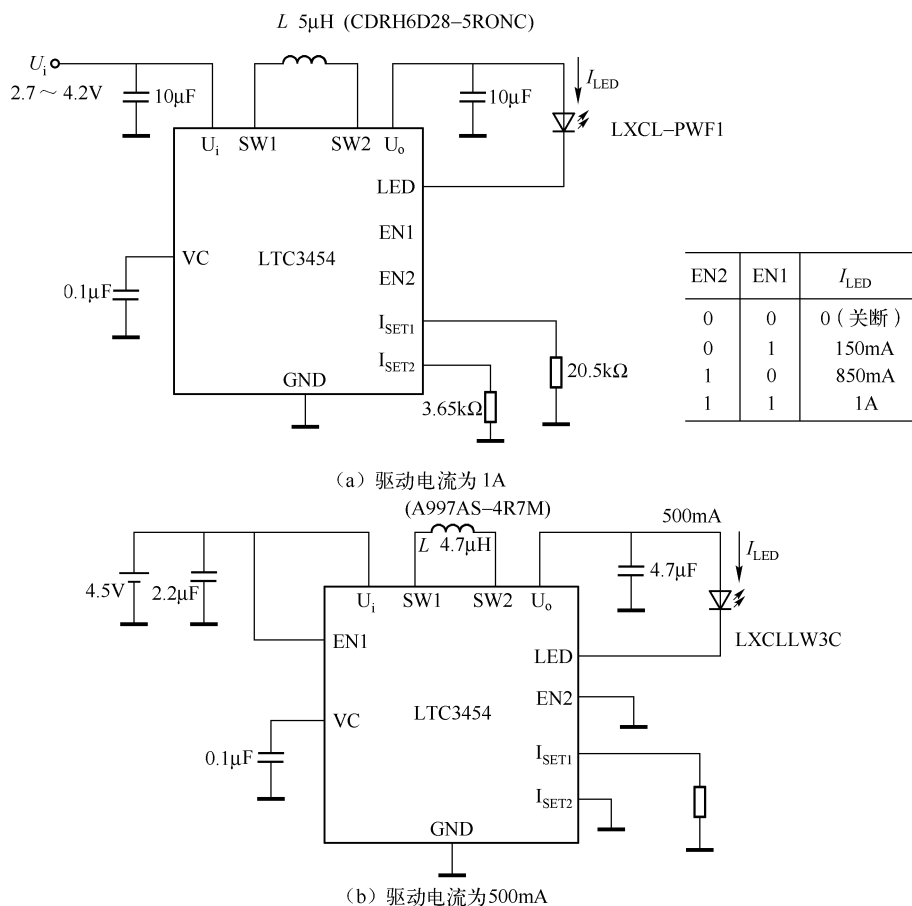


图 21.58 LTC3454 大功率闪光 LED 驱动电路

二、AAT3110IGU - 4.5V 电荷泵 Flash-LED 驱动电路

电荷泵集成电路 AAT3110IGU - 4.5V 可用于移动电话或数码相机的闪光灯电路。

1. 移动电话闪光灯电路

由 AAT3110IGU - 4.5V 电容式电荷泵芯片组成的移动电话闪光 LED 驱动电路如图 21.59 所示。AAT3110IGU - 4.5V 的输入电压范围为 3.0 ~ 4.2V (属于 Li^+ 电池电压的变化范围); 其输出电压稳定, 一般稳定在 4.5V; 峰值电流在 100 ~ 200mA 范围内, 电路用 MOSFET 管作为闪光开关, 峰值电流经过它可形成回路。当给 VT 的栅极加正脉冲时, VT 导通, LED 便闪光。

电荷泵的输入滤波电容的容量为 $C_i = 10\mu\text{F}$, 输出滤波电容的容量为 $C_o = 4.7\mu\text{F}$, 储能

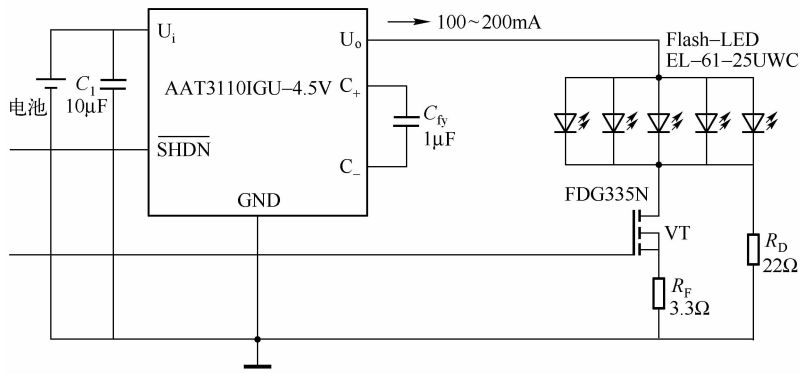


图 21.59 移动电话闪光 LED 驱动电路

电容的容量 $C_{fy} = 1\mu\text{F}$ 。这些电容均应选用等效串联电阻（ESR）小的陶瓷电容器（如 X5R、X7R 等）。 R_D 为平衡电阻，取 $R_D = 22\Omega$ ； R_F 为峰值电流调节电阻，不同的 R_F 值，其峰值电流不同，见表 21.9。

表 21.9 图 21.59 所示电路的峰值电流测试参数 ($t = 200\text{ms}$)

输入电压 U_i/V	输出电压 U_o/V	平衡电阻 R_D/Ω	峰值电流调节电阻 R_F/Ω							
			2.7	8.3	8.9	4.7	5.6	6.8	7.5	10
			峰值电流/mA							
3.2	4.40	22	290	250	230	220	200	180	170	150
3.3	4.50		300							
3.4	4.50									
3.5	4.50									
3.6	4.50									
3.7	4.50									
4.0	4.50									
4.1	4.50									
4.2	4.50									

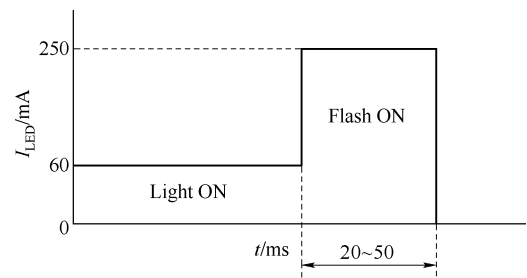


图 21.60 闪光前后 Flash-LED 的电流变化

$\overline{\text{SHDN}} = 0$ 时，电路关断； $\overline{\text{SHDN}} = 1$ 时，电路开始工作。平时，Flash-LED 由 R_D 接地形成回路， $I_{\text{LED}} \approx 60\text{mA}$ ，用于照明；当 VT（MOSFET）开启时， $I_{\text{Flash}} \approx 250\text{mA}$ ，LED 闪光。闪光前后 I_{LED} 的变化如图 21.60 所示。

2. 数码相机闪光 LED 驱动电路

数码相机闪光 LED 电流较大，可用 2 只 AAT3110IGU - 4.5V 并联来增大驱动电流，电路如图 21.61 所示。该电路可提供 300 ~ 400mA 闪光电流。这两个电荷泵共用输入滤波电容 C_i 和输出滤波电容 C_o 。

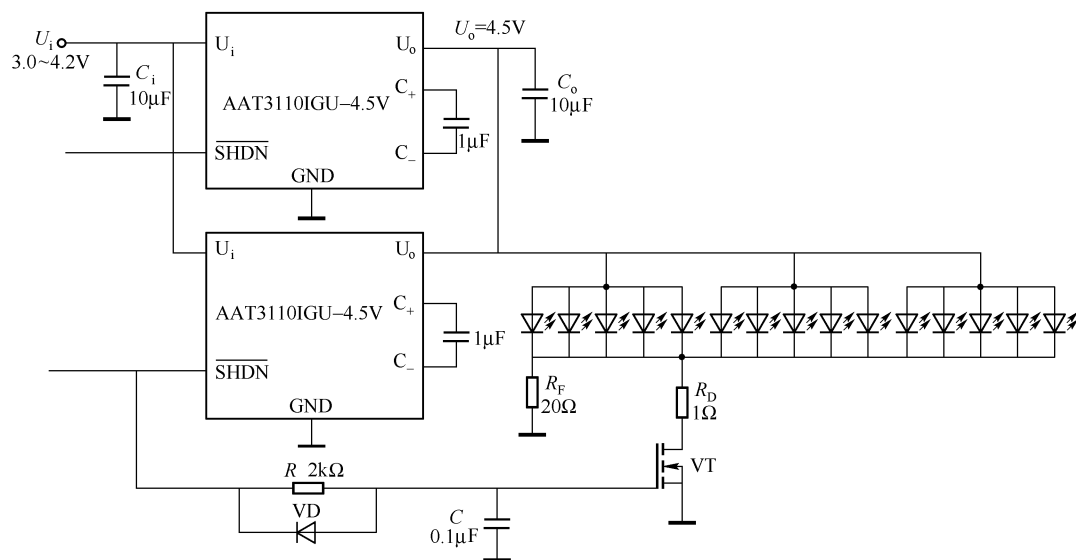


图 21.61 数码相机闪光 LED 驱动电路

三、SP6686 电荷泵闪光 LED 驱动电路

SP6686 是 Sipex 公司的产品，它是 10 脚 DFN 封装集成电路，其引脚排列如图 21.62 所示。

1. SP6686 的性能特点

- ① 具有 LED 恒流控制功能，最大输出恒流为 480mA。
- ② 以电荷泵方式对单节 3.6V 电池（如 Li^+ 电池等）供电电压进行自动升/降压，以保证高亮度 LED 有足够的亮度。

③ 通过开关，可用于照明或闪光功能，也可用 PWM 信号进行调光。

④ 外电路不用电感，只用 3 只电容和 3 只电阻即可。

⑤ 内部开关电路的频率为 2.4MHz，待测电流仅为 $1\mu\text{A}$ ，照明状态下的静态电流为 0.5mA，闪光状态下的静态电流为 2mA。

⑥ 具有过热保护功能，热关断温度为 145°C 。

⑦ 效率高达 94%。

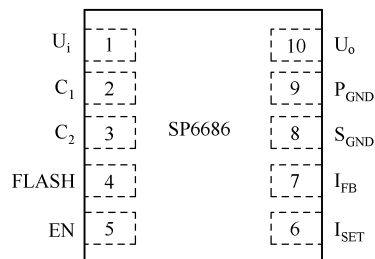


图 21.62 SP6686 的引脚排列

2. SP6686 LED 照明/闪光驱动电路

SP6686 LED 照明/闪光驱动电路如图 21.63 所示。闪光端 FLASH 接低电平（地）时，用于闪光；FLASH 接高电平（接输入电压）时用于照明，电路可驱动 1W 的 LED。

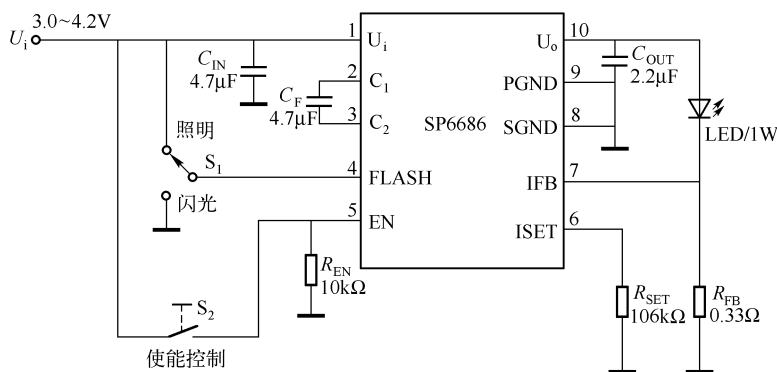


图 21.63 SP6686 电荷泵 LED 驱动电路

IFB 端接较小阻值的电阻 R_{FB} (图中接 0.33Ω) 用于照明, 当其上压降 $U_{FB} = 50\text{mV}$ 时, 照明电流为 150mA ; 用于闪光时, $U_{FB} = 132\text{mV}$ 时, 闪光电流为 400mA 。用于照明还是用于闪光由开关 S_1 选择。

电路的外接电容应选择陶瓷电容, 电阻选择小功率电阻即可, 但 R_{FB} 应选择功率 0.5W 的电阻。

四、由 MP1529 组成的 LED 闪光/背光驱动电路

MP1529 是 MPS (微功率系统) 生产的固定频率 DC/DC 开关升压 LED 闪光/背光电源管理芯片。

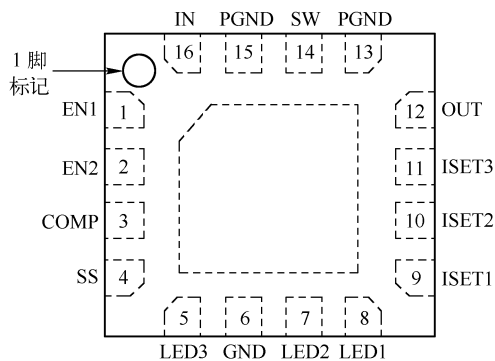


图 21.64 MP1529 的引脚排列

MP1529 为 16 脚 QFN 扁平封装芯片, 其引脚排列如图 21.64 所示。

MP1529 主要用于数码相机的闪光和背景光源控制, 也可以用于其他便携式电子设备。

1. MP1529 的主要特点

① 开路过电压保护。当 LED 开路时, 输出电压大幅度上升, 可能造成其他 LED 的损坏。有了开路过电压保护, 电路将自动使输出电压限制在安全范围内。

② 逐周期限流保护。

③ 过热关断保护。

④ 输入电压欠电压控制和软启动控制。

2. MP1529 的主要技术参数

① 输入电源电压范围: $2.7 \sim 5.5\text{V}$ 。

② 升压后输出最大电压: 25V 。

③ 闪光电流: $\leq 150\text{mA}$ 。

- ④ 背光恒流电流： $\leq 30\text{mA}$ 。
- ⑤ 静态电流： 1.5mA 。
- ⑥ 待机电流： $\leq 1\mu\text{A}$ 。
- ⑦ 开关频率： 1.2MHz 。

3. 应用电路

由 MP1529 组成的 LED 闪光/背光驱动电路如图 21.65 所示。芯片采用电感升压方式，电路有三路输出，一路为闪光输出，闪光最大电流可达 150mA ，可串联 4 只 LED；另两路是背光输出，4 只串联 LED 支路最大电流为 30mA 。三条输出支路通过的电流分别由外设电阻 R_{S1} ($57.6\text{k}\Omega$)、 R_{S2} ($33.2\text{k}\Omega$) 和 R_{S3} ($12.1\text{k}\Omega$) 单独设定。

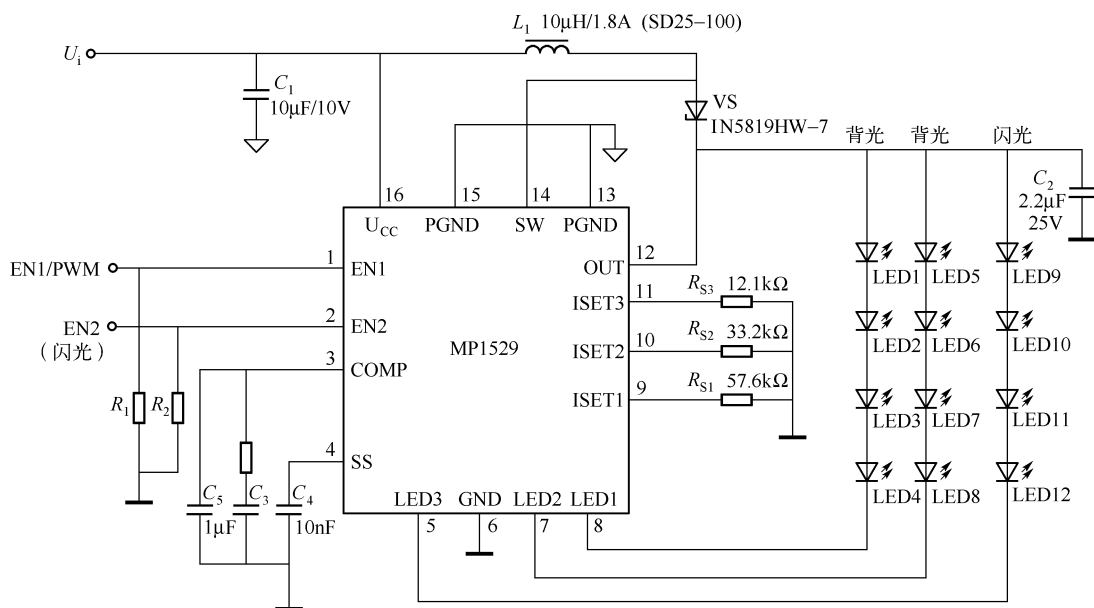


图 21.65 由 MP1529 组成的 LED 闪光/背光驱动电路

背光 LED 由使能端 EN1 控制，当 $\text{EN1} = 1$ 时，背光 LED 亮， $\text{EN1} = 0$ 时，背光 LED 不亮。背光 LED 还可以由 PWM 进行调光。闪光由使能端 EN2 控制，当 $\text{EN2} = 1$ 时，闪光 LED 闪光； $\text{EN2} = 0$ 时，闪光 LED 不闪光。闪光控制只能由 EN2 端控制。

五、LT3486 汽车刹车 LED 驱动电路和其他 LED 驱动电路

LED 用于汽车的刹车灯具有下列优点：能快速达到设定亮度（小于 1ms 即可达到设定亮度，而传统灯泡要 200ms 才能达到设定亮度），减少追尾事故，效率高，使用寿命长，细小的 LED 阵列更容易设计和安装。

LT3486 是凌特公司为汽车刹车 LED 灯设计的专用集成电路，它优化了红光 LED 串驱动器的设计，使用方便。

1. LT3486 的特点

- ① LT3486 是一种双升压 DC/DC 变换器，两个变换器可独立应用。
- ② 可采用车内 12~24V 电源，LT3486 的每个变换器的恒流可驱动多达 16 只 LED，串联的 LED 具有相同的电流，从而产生一致的亮度。两个相互独立的变换器可驱动对称或不对称的 LED 串，驱动电流可达 200mA 或更高。
- ③ LED 的调光可通过各自的引脚 CTRL1 和 CTRL2 独立控制。
- ④ 内部具有 PWM 调光系统，有 PWM 引脚，可将外部的 PWM 信号加到 PWM 引脚上，扩大了调光范围，可达 1000:1。
- ⑤ LT3486 的工作频率可由外部电阻设定，范围为 200kHz~2MHz。
- ⑥ 具有反馈电压输出端 FB1、FB2，反馈电压为 200mV（具有 2% 的精度），它最大限度地降低了该电流设置电阻的功耗，且具有 LED 短接时的输出限压功能。

2. LT3486 的应用电路

(1) LT3486 汽车刹车 LED 驱动电路

由 LT3486 组成的汽车刹车 LED 驱动电路如图 21.66 所示。

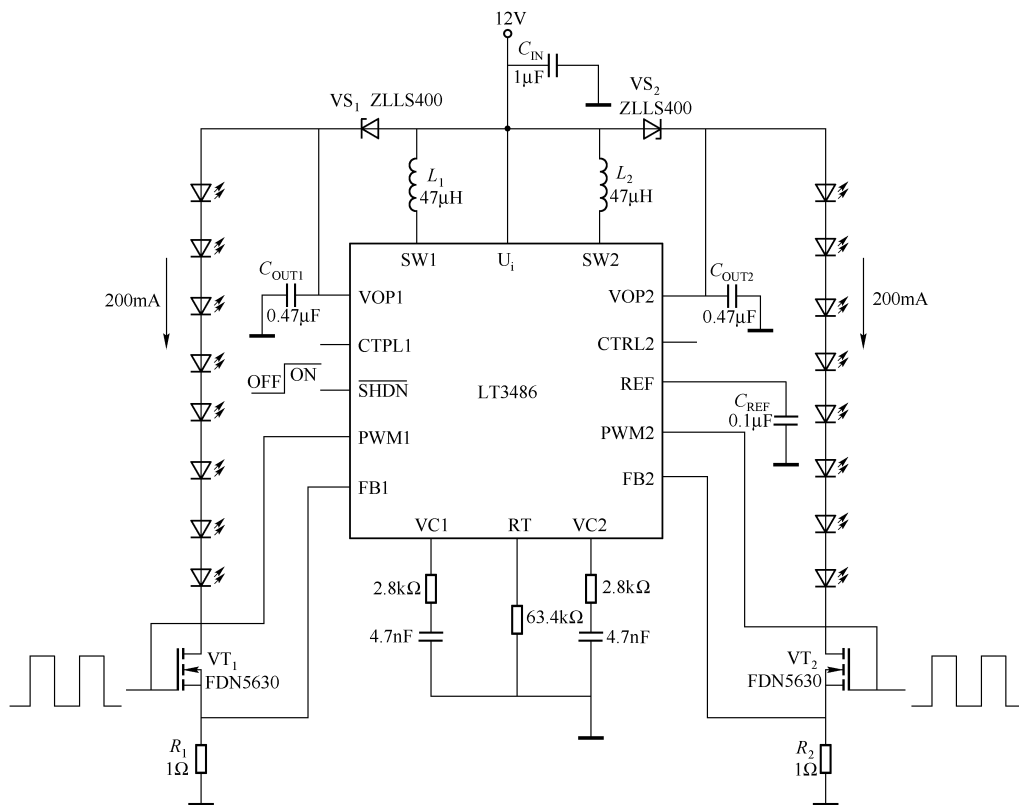


图 21.66 由 LT3486 组成的汽车刹车 LED 驱动电路

电路设计要点如下：

- ① LED 串和 VT₁、VT₂ 的限流电阻

通过 LED 串和 VT_1 (或 VT_2) 的电流由 U_{FB1} (U_{FB2}) 和 LED 的工作电流 (设定为 200mA) 确定, 即 $R_1 = R_2 = U_{FB1}/I_{LED} = 200mV/200mA = 1\Omega$ 。

② $\overline{SHDN} = 0$ 时, 电路关断; $\overline{SHDN} = 1$ 时电路接通。

③ 由 PWM1、PWM2 端执行调光功能, 将外接 PWM 信号加到 VT_1 、 VT_2 的栅极和地之间, 调节脉冲宽度即可达到调光目的 (CTRL1、CTRL2 开路)。

(2) LT3486 在其他方面的驱动电路

LT3486 除了用于刹车电路外, 还可用于其他电路。

① 对称 2×16 只 LED 串 25mA 驱动电路。如图 21.67 所示, 驱动电流设计为 25mA, 其限流电阻为 $200mV/25mA = 8\Omega$ (实际值为 8.06Ω)。电路用 200Hz 的 PWM 信号进行调光, 当 PWM 的脉宽增大时, LED 的亮度增强, 反之亦然。该电路的电源为 5V。

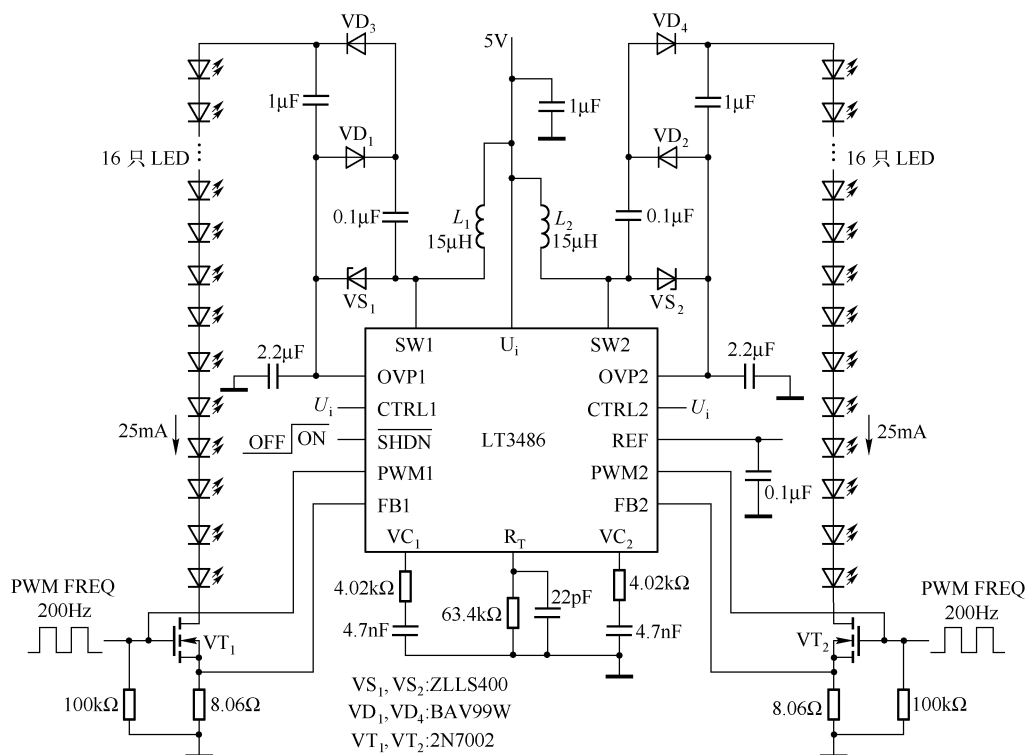


图 21.67 对称 2×16 只 LED 串 25mA 驱动电路

② 对称 2×8 只 LED 串 100mA 驱动电路。如图 21.68 所示, LED 的限流电阻为 $200mV/100mA = 2\Omega$, 该电路可用于汽车转向灯和其他场合。用于汽车电路时可采用车内 12V 蓄电池, 5V 电源需另行变换。

③ 对称 2×8 只 LED 串 25mA 驱动电路。如图 21.69 (a)、(b) 所示, 两电路 LED 的限流电阻均为 $200mV/25mA = 8\Omega$ (实际取 8.06Ω)。两电路基本相同, 不同的是, 图 (a) 电路可采用 \overline{SHDN} 或 CTRL1/CTRL2 调光; 图 (b) 电路的 CTRL1/CTRL2 均接固定电压 (U_i), 采用 PWM1 和 PWM2 端对称调光 (PWM 采用同一外接 PWM 信号)。

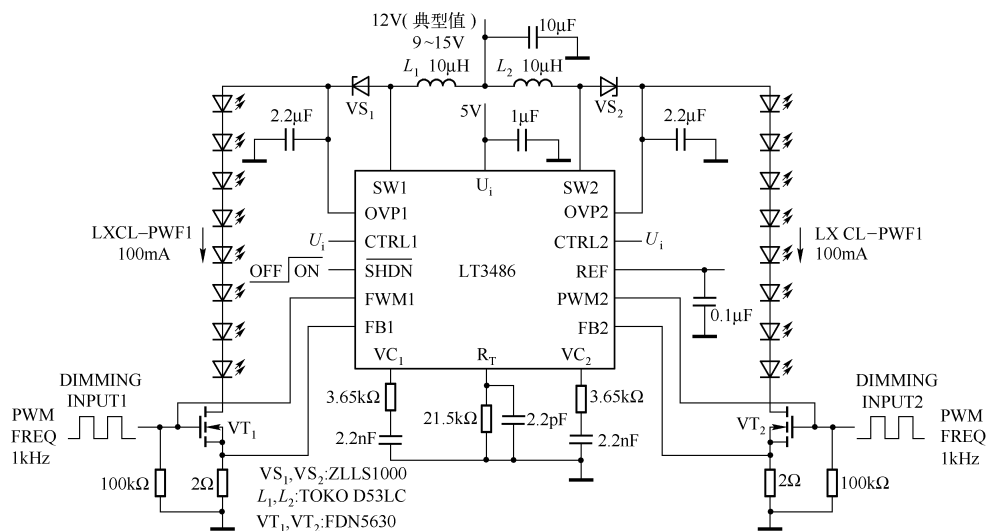


图 21.68 对称 2 × 8 只 LED 串 100mA 驱动电路

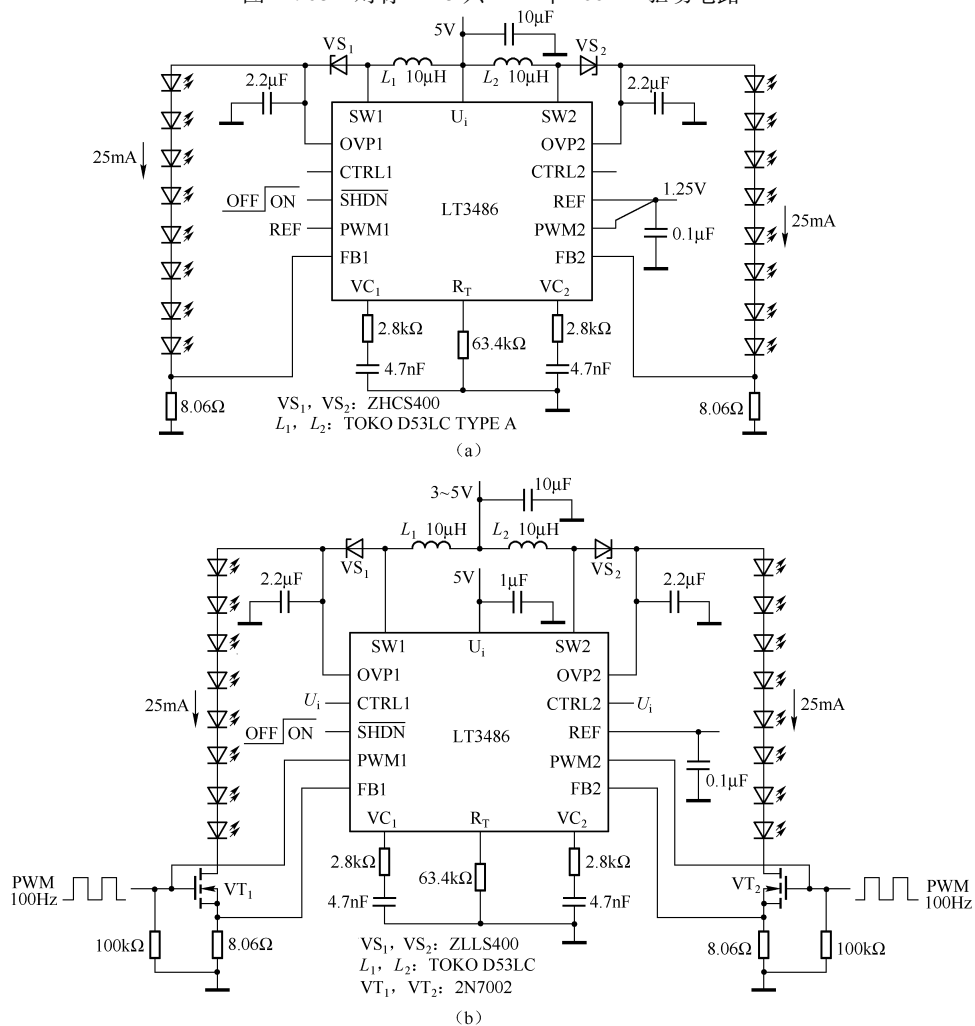


图 21.69 对称 2 × 8 只 LED 25mA 驱动电路

④ 非对称 LED 调光驱动电路。如图 21.70 所示，左侧的驱动电流较大，为 320mA，其限流电阻为 $200\text{mV}/320\text{mA} = 0.625\Omega$ （实取 0.62Ω ）；右侧的驱动电流为 25mA，驱动 8 只 LED 串，LED 的限流电阻为 $200\text{mV}/25\text{mA} = 8\Omega$ （实取 8.06Ω ）。

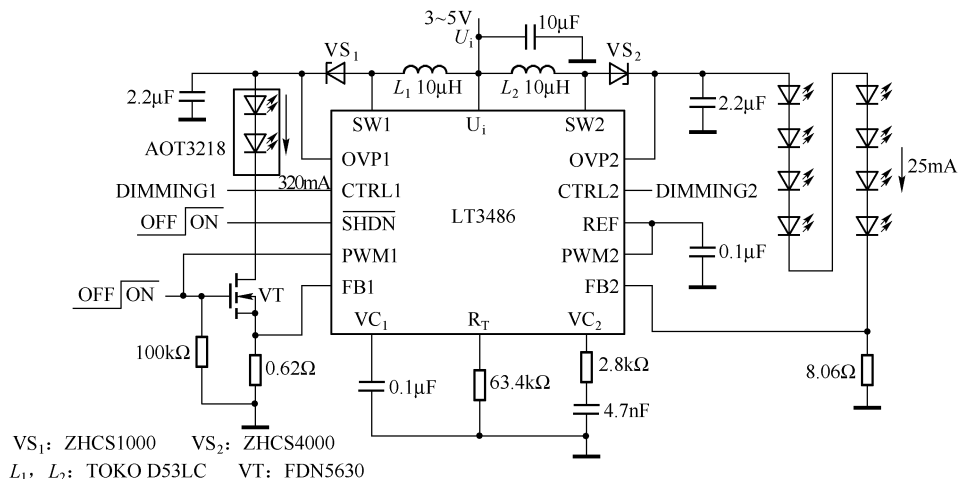


图 21.70 非对称 LED 调光驱动电路

左侧可采用 CTRL1 调光，也可采用 $\overline{\text{SHDN}}$ 、PWM1 调光；右侧则采用 CTRL2 调光。

六、双色 LED 闪光驱动器（一）

该 LED 闪光器的闪光效果是，每个双色发光二极管（LED）不时地发出红光和绿光，在红光和绿光的转换瞬间呈现黄光，整个电路的 11 只 LED 便可组成一个循环闪光的美丽的光环。

由一只红光 LED 和一只绿光 LED 封装在一起便可组成双色 LED，它们共用一个阴极。在红光管的阳极和共阴极间施加一个超过其正向压降的电压时，管子便发红光；在绿光管的阳极和共阴极间加正向电压时，管子便发绿光；若同时在两管加驱动电压，管子便发出黄光（红色 + 绿色 = 黄色）。

由一只双时基电路 556 和两只十进制计数器/时序译码器 4017 便可组成简单的 LED 闪光驱动器，如图 21.71 所示。

闪光器由 CD4017 直接驱动 11 只双色 LED，其中 0 号 ~ 9 号 10 只 LED 的闪光频率较高。4017 每输出 10 个脉冲时，其进位端 Q_{10} （12 脚）便输出一个脉冲，因此，这第 11 只 LED 闪频较低。

1. 电路设计要点

① 要使每只 LED 不时地发出红光和绿光，必须在管子的两个阳极同时加上不同相位的脉冲电压。

② 产生不同相位电压就需要设计两个简单的不同频率的低频方波振荡器，如图 21.71 中所示的双时基 556 振荡器。这两个振荡器的 R_a 均为 $10\text{k}\Omega$ ，第一个振荡器（图中上方）

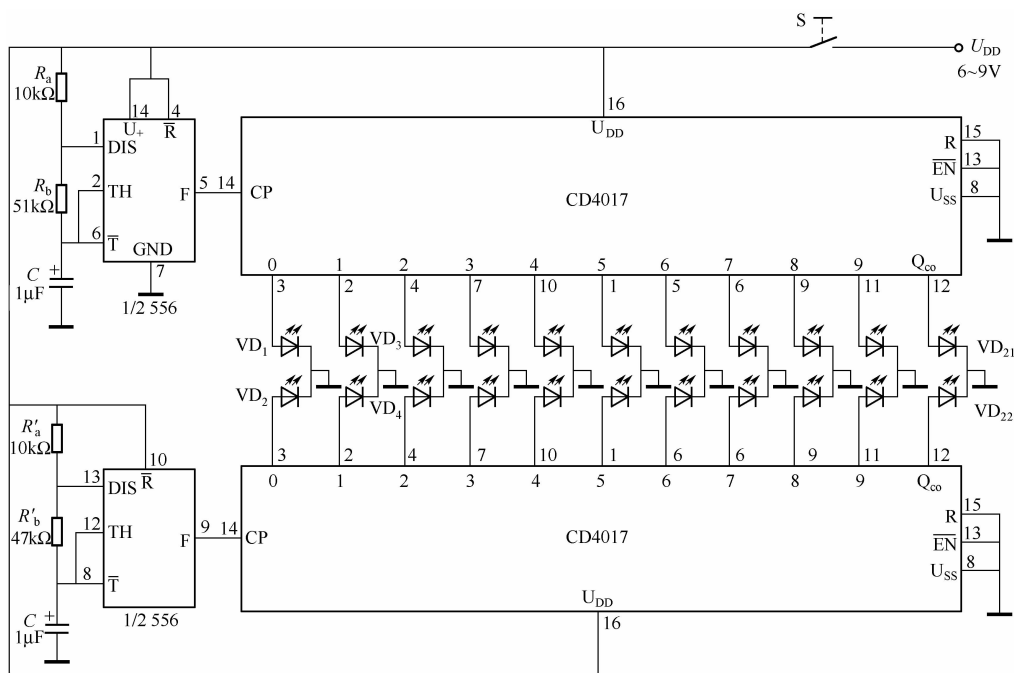


图 21.71 双色 LED 闪光驱动器 (一)

中, $R_b = 51\text{k}\Omega$, 第二个振荡器 (图中下方) 中, $R'_b = 47\text{k}\Omega$ 。这两个振荡器的振荡频率非常接近 (实测约为 17Hz), 但它们的相位不同, 因此, 电路可产生三色光。

2. 调试

① 按图示电路和参数装制, 基本不用调试, 电路即可正常闪光。若电路中的 R_b 和 R'_b 均用 $220\text{k}\Omega$ 电位器代替, 调节电位器可改变闪光频率。

② 用仪器测试。

A. 模拟万用表测试: 用模拟万用表的直流 5V 挡测量 556 的 5 脚和 9 脚电压, 若表针固定不变, 说明 556 未起振; 若表针快速左右摆动, 则 556 起振。

B. 数字万用表测试: 用数字万用表直流 20V 挡, 测试 556 的 5 脚和 9 脚电压, 若示值固定不变, 则 556 未起振, 若示值快速变动, 则说明 556 起振。

C. 该双色 LED 闪光器至少可驱动 11 只双色 LED, 若增加 LED 的数量, 可在 4017 的每个输出端并联几个 LED。

七、双色 LED 闪光驱动器 (二)

该双色 LED 闪光驱动器可驱动 20 只双色 LED, 这些 LED 可组成各种形式的闪光器, 用于制作装饰品, 在黑暗处可呈现光彩美丽的画面, 若加接音乐芯片, 效果更佳。

1. 电路原理

(1) LED 变色的原理

该双色 LED 闪光驱动器如图 21.72 所示, 它由 1 只双时基电路 556、4 只十进制计数器/时序译码器 CD4017 和 2 只或非门 CD4001 等组成。

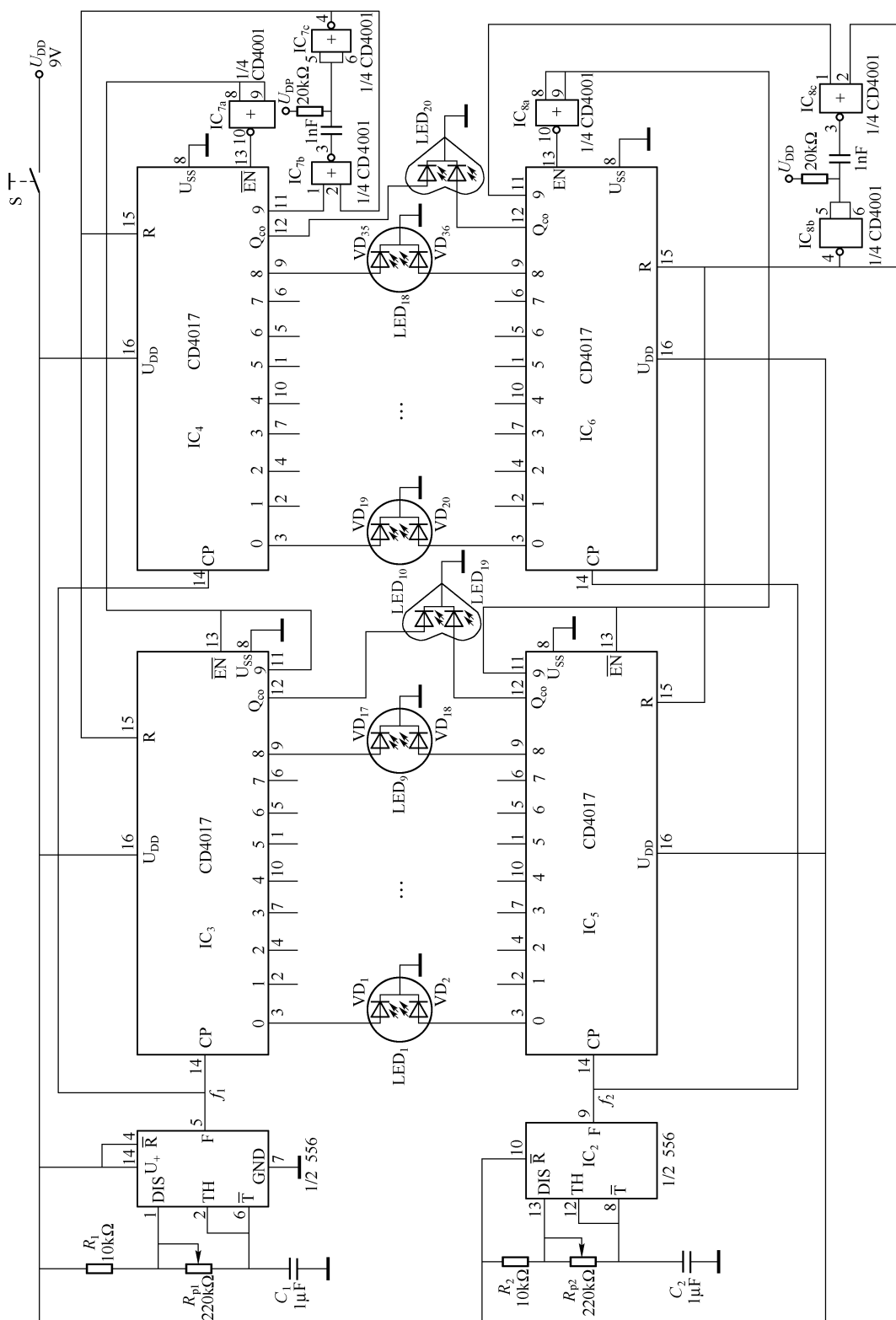


图21.72 双色LED闪光驱动器(2)

该电路的功能是，只要接通电源，闪光器便连续不断地循环工作。

两个 555 振荡器（由双时基电路 556 组成）分别输出频率为 f_1 和 f_2 的方波脉冲， f_1 方波脉冲和 f_2 方波脉冲分别作为两路 4017 的时钟 CP 信号。 f_1 方波脉冲和 f_2 方波脉冲的频率相差不大，但它们不能同相，否则双色 LED 只能发出黄光（红 + 绿 = 黄）。只有两脉冲电压不同相时才能产生红、绿、黄三色光，其变色原理如图 21.73 所示。

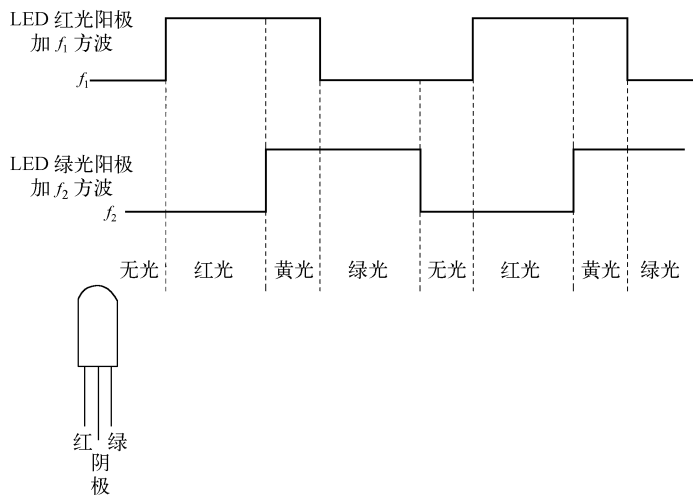


图 21.73 双色 LED 变色原理

2. 循环闪光原理

该电路的 20 只双色 LED 的闪光能连续不断地循环工作，其原因是，两路闪光器都加了一级反相器和单稳态电路，反相器和单稳电路均由 CD4001 组成。

4017 的 CP 端接收振荡器的方波脉冲。当第一个 CP 脉冲来临时，4017 的第 0 个输出端（3 脚）输出高电平（其他输出端均为低电平），因此，只有 VD_1 和 VD_2 发光，直至第 9 个 CP 脉冲来临， VD_{17} 和 VD_{18} 发光，此时 9 号输出端（11 脚）一直处于低电平，因此 IC_3 和 IC_5 连续地逐个输出闪光脉冲，但 IC_4 和 IC_6 的使能端 \overline{EN} （13 脚）通过反相器 IC_{7a} 、 IC_{8a} 变为高电平，故 IC_4 和 IC_6 的输出端 0 ~ 9 不能产生闪光脉冲，因此， $LED_{10} \sim LED_{18}$ 和 LED_{20} 不亮。

当第 10 个 CP 脉冲来临时， IC_3 和 IC_5 的 9 号输出端（11 脚）变为高电平，使它们的 $\overline{EN} = 1$ ， IC_3 和 IC_5 不能输出闪光脉冲，但使 IC_4 和 IC_6 的 $\overline{EN} = 0$ ，故它们为输出 0 ~ 8 号脉冲提供了条件。当第 20 个 CP 脉冲来临时， IC_4 的单稳（ IC_{7b} 和 IC_{7c} ）和 IC_6 的单稳（ IC_{8b} 和 IC_{8c} ）的 1 脚变为高电平，使得它们的输出端 4 脚瞬时输出一个高电平，致使 $IC_3 \sim IC_6$ 的复位端 $R = 1$ ，此时，电路的输出全为 0，各个 LED 均熄灭，完成一个循环。此后，再继续第二个循环，第三个循环……只有关闭电源才能熄灭闪光器。

3. 达林顿管驱动双色 LED 闪光器

图 21.72 所示电路至少可驱动 20 只双色 LED 变色发光，为了增加 LED 的数量，在 4017 的每个输出端可并联几个 LED。

若大量地增加 LED 的数量（多用于广告牌），可采用达林顿管驱动，如图 21.74 所示。若达林顿管的驱动管（如 VT_2 ）采用大功率管，每路可驱动多个超高亮度的发光二极管（并联），选用红色和绿色超高亮度 LED 时闪动效果更佳。

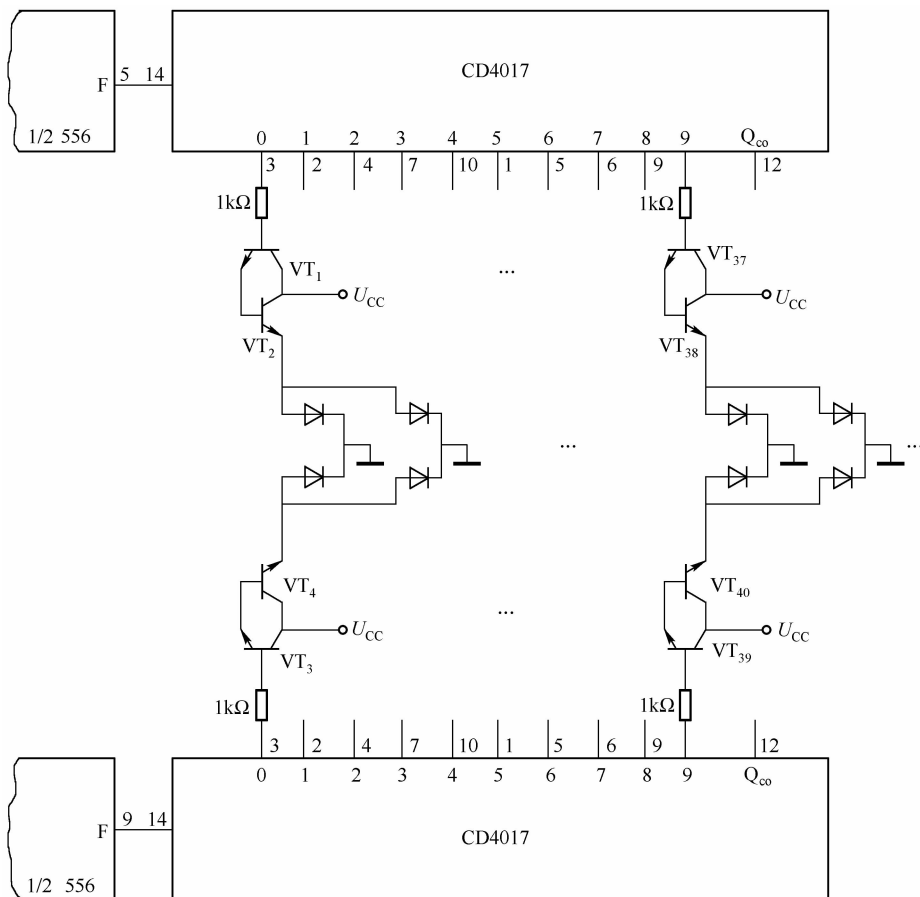


图 21.74 达林顿管驱动双色 LED 闪光

4. 调试

① 时钟振荡器要求输出低频方波，频率太高时人眼分辨不出闪光的效果。为此，定时电阻 R_b 分别用两个 $200k\Omega$ 的电位器 R_{p1} 和 R_{p2} 代替，仔细调节电位器，可调节出所需要的闪光频率。

② 调试闪光时，应采用 9V 电源，检测振荡的方法同前面介绍的闪光器。

③ LED_{19} 和 LED_{20} 的频闪较慢，约为 $LED_1 \sim LED_{10}$ （或 $LED_{10} \sim LED_{18}$ ）的 $1/10$ 。

④ LED 的阴极不必加接限流电阻（很多文献介绍的 LED 的阴极均接限流电阻）。其原因是，LED 通过的是脉冲电压，在一个周期内，有相当一段时间 LED 无电流通过。笔者进行实验，闪光器连续工作 8h，元器件无过热现象出现，电路正常工作。但应注意，若 LED 用直流驱动就需要加接限流电阻了。

第九节 PWM 调光 LED 驱动电路

一、场效应管驱动 PWM 调光电路

场效应管驱动 PWM 调光电路如图 21.75 所示。该电路适宜制作高亮度手电筒等照明设备。用于手电筒时应选用 Li^+ 电池，用于台灯时应采用直流稳压电源。

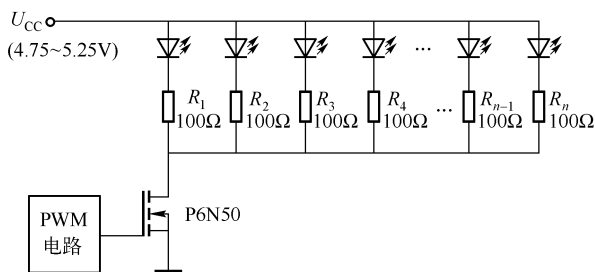


图 21.75 场效应管驱动 PWM 调光电路

1. 电路特点

- ① 电路可连续调光，节省电能。
- ② 电路可得到相当好的亮度匹配，但应选用同一批次的 LED 产品。
- ③ 选用大功率 VMOS 管，电路可驱动几十甚至上百只白光 LED 或几只大功率 WLED。

2. 设计要点

- ① 选用同一批的 WLED，限流电阻可选用同一阻值的电阻，即

$$R_{\text{LIM}} = (U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}) / I_{\text{LED}} - R_{\text{DS(ON)}}$$

式中， U_{CC} 为电源电压； U_{F} 为 LED 的正向压降； I_{LED} 为通过每只 LED 的电流； $R_{\text{DS(ON)}}$ 为场效应管漏-源导通时的电阻。当 U_{CC} 较大、 I_{LED} 较小时， $R_{\text{DS(ON)}}$ 可忽略，否则应考虑 $R_{\text{DS(ON)}}$ 的影响。

② VMOS 的栅极应接 PWM 电路，调节 PWM 白光的占空比 D ，即可达到调光的目的。笔者曾用 555 定时器组装的可调占空比电路驱动 VMOS 的栅极，不同的占空比， I_{LED} 的大小也不同。例如， $D = 0.023$ 时， $I_{\text{LED}} = 7.66\text{mA}$ ； $D = 0.23$ 时， $I_{\text{LED}} = 10.03\text{mA}$ ； $D = 0.38$ 时， $I_{\text{LED}} = 15.0\text{mA}$ 。

③ 对于亮度匹配要求不高的电路，可将 LED 并联，再只接一只限流电阻。此时，限流电阻为

$$R_{\text{LIM}} = (U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}) / (nI_{\text{LED}}) - R_{\text{DS(ON)}}$$

式中， I_{LED} 为通过每只 LED 的电流或 LED 的正向额定电流； n 为并联 LED 的个数。

二、线性控流/PWM LED 调光驱动电路

LED 调光驱动电路具有下列特点：

- ① 电路可控制调节恒流大小，用于电路的线性调光。
- ② 可用 PWM（脉冲宽度调制）方式调光。
- ③ 集成电路器件具有高压线性稳压器，无需外部低压电路。
- ④ 电路所需外围元器件少，输入电压范围宽，可直接应用于全球市电电压。

LED 驱动电路的核心是 Supertex 公司（公司开发生产大量的 MOS 管）生产的 HV9910/ HV9910B 和 HV9931 集成电路，电路均采用扁平 SO-8 封装，HV9910 和 HV9910B 引脚完全兼容，可互换使用；HV9910B 为 HV9910 的改进增强型版本。

1. HV9910BL 组成的 LED 调光电路

由 HV9910BL 组成的 LED 调光驱动电路如图 21.76 所示，图中 L 为交流电源火线，N 为中线； R_t 为热敏电阻；电位器 R_p 可线性调节恒流，以达到线性调光目的。如不采用线性调控恒流，可将 5 脚（PWM 端）输入 PWM 脉冲（可参阅本书第十五章相关内容），用 PWM 脉冲调光体现出当前节能和环保的潮流。

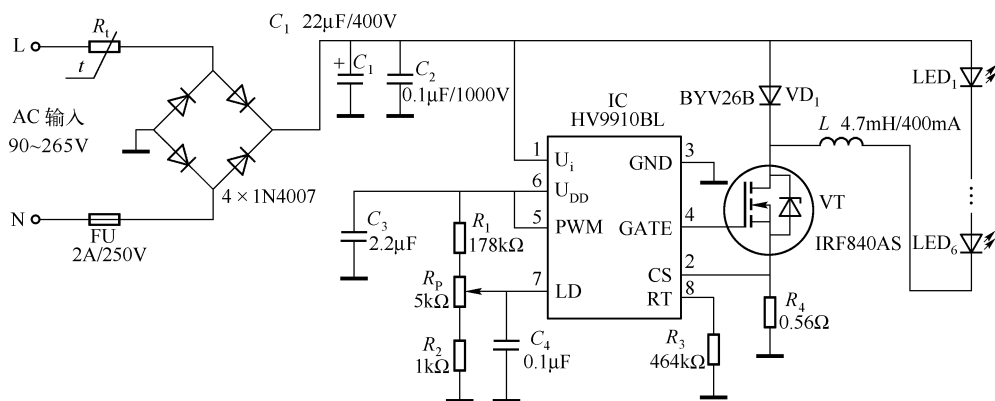


图 21.76 HV9910BL 组成的 LED 调光驱动电路

调光电路的振荡频率值为

$$f_0 = \frac{2500}{R_3 + 22}$$

式中， f_0 的单位为 kHz； R_3 的单位为 kΩ。

电路由外接 VMOS 管驱动多个 LED 串，驱动电流可达 340mA，LED 串电压为 20 ~ 50V。其控制 LED 的功率可达 6W 之多。VT 可采用 N 沟道增强型 VMOS 管，图 21.76 中采用了 IRF840AS，也可采用 IRF740、MTP6N50（国产 KTP6N50）等。

电感 L 可自行设计（设计方法见附录），但要选用载流为 400mA 以上的漆包线。

2. HV9931 组成的 LED 调光电路

由 HV9931 组成的 LED 调光电路如图 21.77 所示，电路为恒流驱动，如需脉宽调制调光，可将 5 脚（PWM 端）输入 PWM 脉冲。电路中的 R_2 为压敏电阻；电感 L_2 、 L_3 带有可调磁心，最大电感量为 470μH，但 L_3 的线圈要满足 350mA 的载流量。

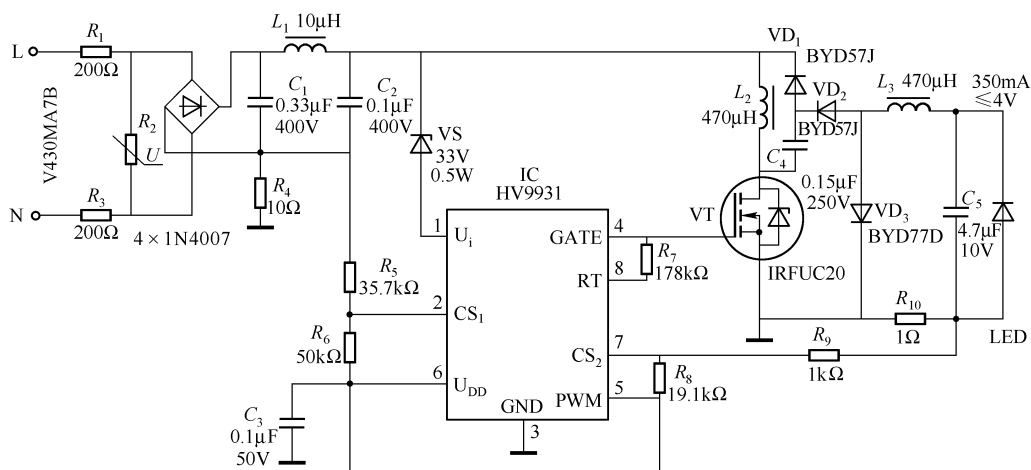


图 21.77 HV9931 组成的 LED 调光电路

电路的振荡频率值为

$$f_0 = \frac{25000}{R_7 + 22}$$

式中, f_0 的单位为 kHz; R_7 的单位为 kΩ。

该电路的 LED 负载不能开路。

第十节 高压 LED 驱动电路

一、高压恒流源 LED 驱动电路

只用一块集成电路 ZD832 外加 2 只电容、3 只电阻即可组成一个直接接于市电的恒流源 LED 驱动电路。ZD832 是 Zywyn 公司的产品, 由它组成的应用电路如图 21.78 所示。

与其他利用开关电路进行电压变换的集成电路不同, ZD832 内部集成了高压整流电桥, 外电路需接一个高压滤波电容 C_1 , 可直接从市电获得高压直流, 而无需变压器或电感线圈。

电路应用要点如下:

① 交流输入电压范围为 170 ~ 240V。用于 110 ~ 115V 时, 需将 15、16 脚短接, 此时输入电压范围为 85 ~ 170V。

② 电路的输出电流范围为 3 ~ 30mA, 电路只适于 20mA 的 HB LED。输出电流值由下式确定:

$$I_{LED} = \frac{2500}{R_3}$$

式中, I_{LED} 的单位为 mA; R_3 的单位为 kΩ; 限定范围为 $82k\Omega \leq R_3 \leq 833k\Omega$ 。图 21.78 中的 R_3 确定 LED 电流为 20mA。

ZD832 有两种调光模式:

① 线性调光。不用 R_3 , 将一个 0 ~ 1.25V 的直流电平施加于 8 脚上, 调节此电平即可调

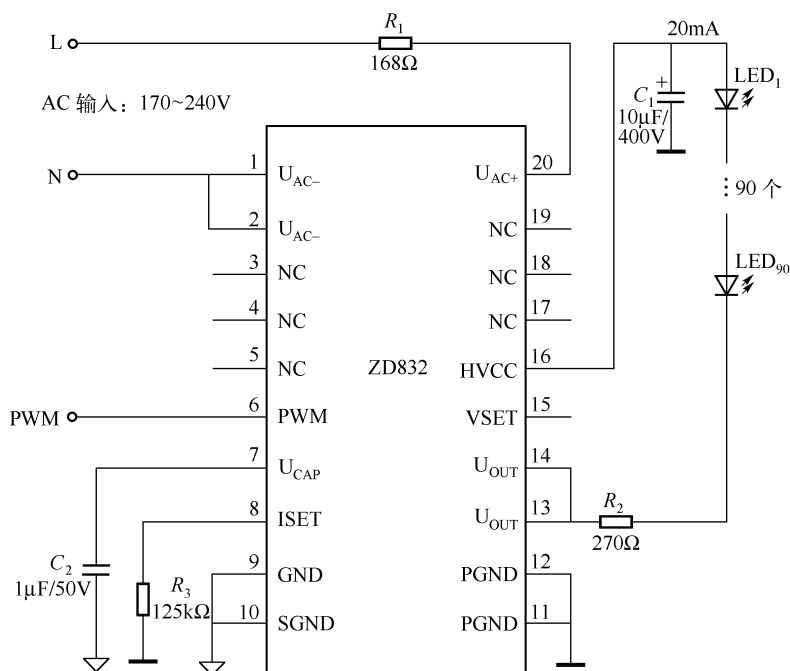


图 21.78 高压恒流源 LED 驱动电路

节恒流的大小，实现调光。

② PWM 调光。在 6 脚加一个 PWM（脉宽调节）信号，其频率范围为 50Hz ~ 5kHz，占空比为 10% ~ 90%。不用调光时，PWM 端（6 脚）悬空。PWM 信号的电平应与 TTL 相兼容。

电路设计应注意以下几点：

① 外接 HB LED。HB LED 是高亮度发光二极管。ZD832 的直流高压输出端 HVCC（16 脚）的电压范围为 240 ~ 340V，可驱动 94 个 HB LED；如驱动 90 个以上的 HB LED 则需加限流电阻 R_2 （270Ω）。

② U_{OUT} （13/14 脚）为内部 VMOS 开漏输出端，可承受 7 ~ 100V 电压。因此， U_{OUT} 端承受电压不能超过 100V，即串联的 LED 不能太少。

HVCC 端的最高电压为 340V，串联的 LED 最少为 71 个。

③ 电阻 R_1 应选可熔性阻燃电阻，它具有限流兼熔丝的作用，取值为（47 ~ 82）Ω/0.25W，不能用普通电阻代替。

④ 芯片所有的空脚 NC 必须悬空，不能与电路有电气联系。

二、高压（220V）单片集成芯片驱动 HB-LED 电路

高压单片集成芯片驱动 HB LED 电路如图 21.79 所示。芯片 HA22002P 的输入电压为直流，可达约 220V，电路中无变压器，交直流间无隔离，省略了变压器，节省了成本和空间。

电路有以下特点：

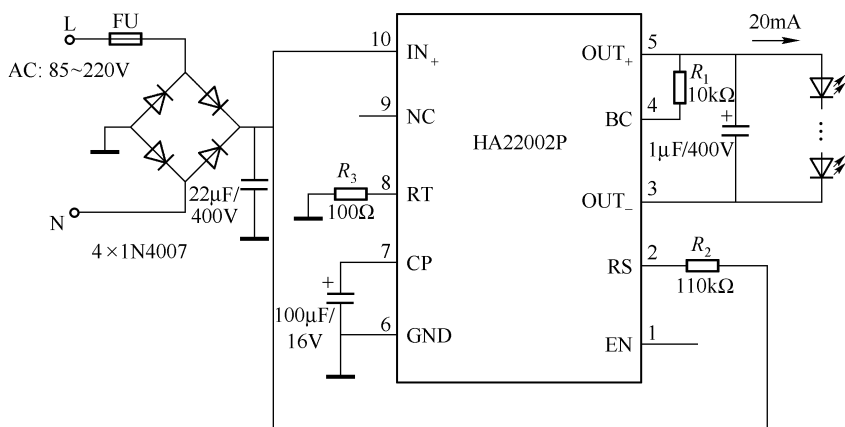


图 21.79 高压（220V）单片集成芯片驱动 HB LED 电路

① 输入为高压，约为 84 ~ 219V；输出也为高压，约为 150 ~ 180V。

② 输出以高压线性电流源模式工作。

③ BH LED 以串联方式工作，输出电流较小，约 20mA。

高压芯片有 HA22002AP、HA22002BP、HA22002CP 三个等级，其恒流精度分别为 $\pm 2.5\%$ 、 $\pm 5\%$ 和 $\pm 10\%$ 。

芯片具有使能端 EN，工作时该脚悬空即可。EN 为高电平时关断电路，若使用 EN 端，应在 LED 回路中串联 1 ~ 2mH 的电感，以减小电流的变化率。

调节 R_3 可调节输出电流， R_3 减小 5Ω ，电流约增加 1mA； R_3 增加 6Ω ，电流约减小 1mA。

注意：HA22002P 的输入端 IN_+ （10 脚）和输出端 OUT_+ （5 脚）的电压较高，应注意安全。BH LED 的正向压降约为 3.4V，串联 LED 的数量至少应为 15 个。

第十一节 多路输出 WLED 驱动电路

一、MAX1984 8 路输出 WLED 驱动电路

MAX1984 8 路输出 WLED 驱动电路如图 21.80 所示。电路的核心是 MAX1984 电荷泵升压 DC/DC 转换器。

1. MAX1984 的特点

① 输入电压范围为 2.7 ~ 5.5V。

② 采用升压式 DC/DC 转换，转换效率高于 95%。外电路不需要接肖特基二极管。

③ 可驱动 8 只白光 LED，其电流不匹配度最大值为 8%。

④ 可设定白光 LED 的最大电流。

⑤ 有三种 WLED 亮度调节方式，使用灵活。

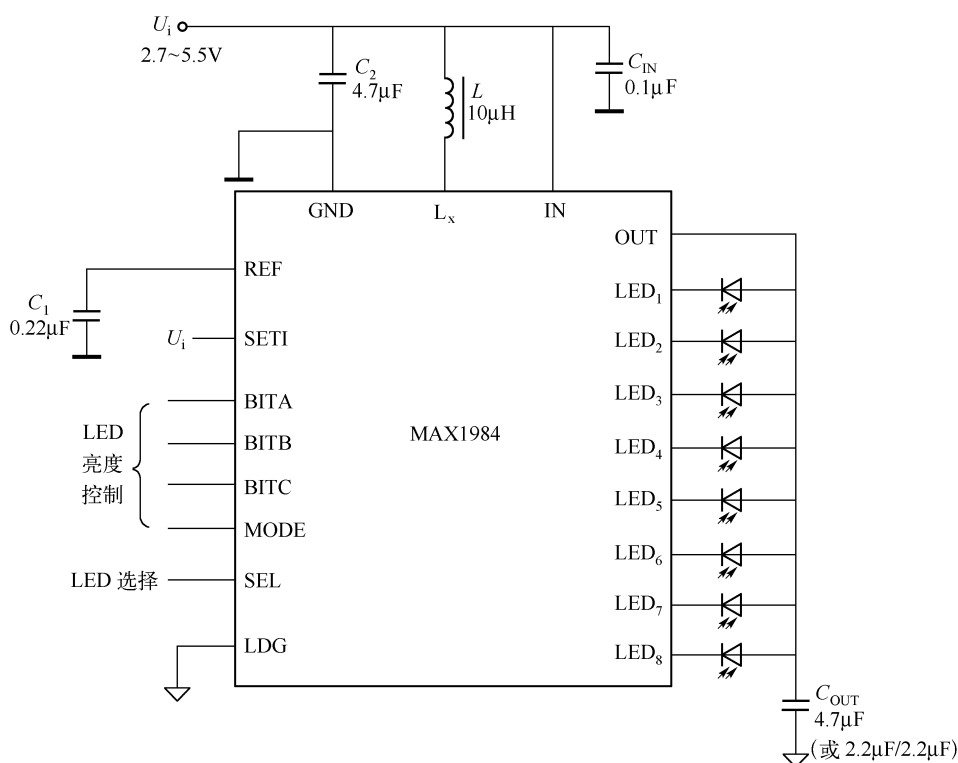


图 21.80 MAX1984 8 路输出 WLED 驱动电路

- ⑥ 可选择某些 LED 亮、某些 LED 灭的显示方式。
- ⑦ 可关断电路的电流，关断时 WLED 不亮，但关断状态下的静态电流较大（典型值为 0.1A）。
- ⑧ 内部具有过电压保护电路。

2. 电路设计

(1) WLED 最大电流 $I_{LED(FS)}$ 的设定

白光 LED 最大电流 $I_{LED(FS)}$ 由 SETI 端设定，SETI 端接 IN 端时， $I_{LED(FS)} = 18\text{mA}$ ；SETI 端接 GND 端时， $I_{LED(FS)}$ 仅为 0.5mA。

当 SETI 端接电阻 R_{SETI} 时， $I_{LED(FS)} > 12\text{mA}$ ，其电流值由下式确定：

$$I_{LED(FS)} = 12\text{mA} + 0.75KU_{REF}/R_{SETI}$$

式中， $K = 3851$ ； $U_{REF} = 1.25\text{V}$ 。

则 $R_{SETI} = 0.75KU_{REF}/(I_{LED(FS)} - 12)$ 。如需要 $I_{LED(FS)} = 15\text{mA}$ ，则 $R_{SETI} = 1.2\text{M}\Omega$ 。

(2) WLED 的亮度调节

白光 LED 的亮度通过 SETI 端的电流进行选择，调节范围为 15% ~ 100%。MAX1984 有可调占空比 PWM (DPWM) 模式、模拟电压调节模式和 2 位或 3 位并行控制模式三种调节方式。

① DPWM 调节模式。将 MODE 端及 BITC 端与 IN 端相连，BITB 端悬空，DPWM 信号由 BITB 端输入。这时，WLED 的电流 I_{LED} 由下式确定：

$$I_{\text{LED}} = DI_{\text{LED(FS)}}$$

式中, D 为 DPWM 信号的占空比; $I_{\text{LED(FS)}}$ 是由 SET1 端设定的电流值。 D 的范围为 20% ~ 100%。在 DPWM 模式下, 当 $D < 5\%$ 且 BITC 端接低电平时, 电路进入关断模式。

② 模拟电压调节模式。将 MODE 端、BITA 端及 BITC 端与 IN 端连接, 直流控制电压从 BITB 端输入, 直流控制电压的范围为 $140\text{mV} \sim 0.75U_{\text{REF}}$, $U_{\text{REF}} = 1.25\text{V}$ 。

③ 2 位或 3 位并行控制模式。2 位并行控制时, MODE 端与 IN 端连接, BITC 端接地, 2 位并行数据 (1、0) 由 BITB、BITA 并行输入; 3 位并行控制时, MODE 端连接 GND 端, 3 位并行数据 (1、0) 由 BITC、BITB、BITA 三端并行输入。

(3) 关断状态控制

在不同的亮度控制模式下, 关断控制模式也不同。

① 在 DPWM 控制模式下, 若 BITA 端输入的 DPWM 脉冲信号的占空比 $D < 5\%$ (典型值), 则芯片关断。

② 在模拟电压控制模式下, 若 BITA 端和 BITB 端均为低电平, 则芯片关断。

③ 在并行控制模式下, 若 BITA、BITB 和 BITC 都是低电平 (3 位并行控制模式) 或 BITA、BITB 都是低电平 (2 位并行控制模式), 则芯片关断。

(4) 元器件参数选择

① 电感 L 。MAX1984 的工作频率高达 1MHz, 故允许选用小尺寸的电感器。这里选择 $10\mu\text{H}$ 的贴片电感, 其额定电流 $I_L \geq 650\text{mA}$, 磁心选用 1MHz 以上的高频磁性材料。

② 输入电容 C_{IN} 选择 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容, 安装时应尽量靠近 IN 端 (小于 5mm)。

③ 输出电容 C_{OUT} 应选 $4.7\mu\text{F}$ 的陶瓷贴片电容, 其等效串联电阻 ESR 小, 有较小的纹波电压和较高的效率, 要求耐压 10V 以上。 C_{OUT} 也可以用 2 只 $2.2\mu\text{F}$ 的陶瓷电容并联, 代替 $4.7\mu\text{F}$ 电容。

二、8 路输出恒流 LED 驱动器

由 MAX6978 组成的 8 路输出恒流 LED 驱动电路如图 21.81 所示。MAX6978 是串联接口 LED 驱动器, 它提供 8 个漏极开路、恒流灌入的 LED 驱动输出, 其外围电路简单, 外接元器件只需 1 个电阻和 2 个电源旁路电容。

1. MAX6978 简介

(1) 主要特性

- ① 25Mb 工业标准, 4 线 (DIN、CLK、LE、 $\overline{\text{OE}}$) 5V 串行接口。
- ② 逻辑电源 3 ~ 5.5V。
- ③ 8 个恒流、额定 5.5V LED 输出。
- ④ 仅通过一个外接电阻 (R_{SET}) 设定输出电流。
- ⑤ 每路输出最大 55mA 的连续电流。
- ⑥ 各输出电路之间具有 3% 的电流匹配, 使 LED 的亮度保持一致。
- ⑦ IC 之间具有 6% 的电流匹配, 降低了批量生产对 LED 选择的要求。
- ⑧ 可报告 LED 开路故障。

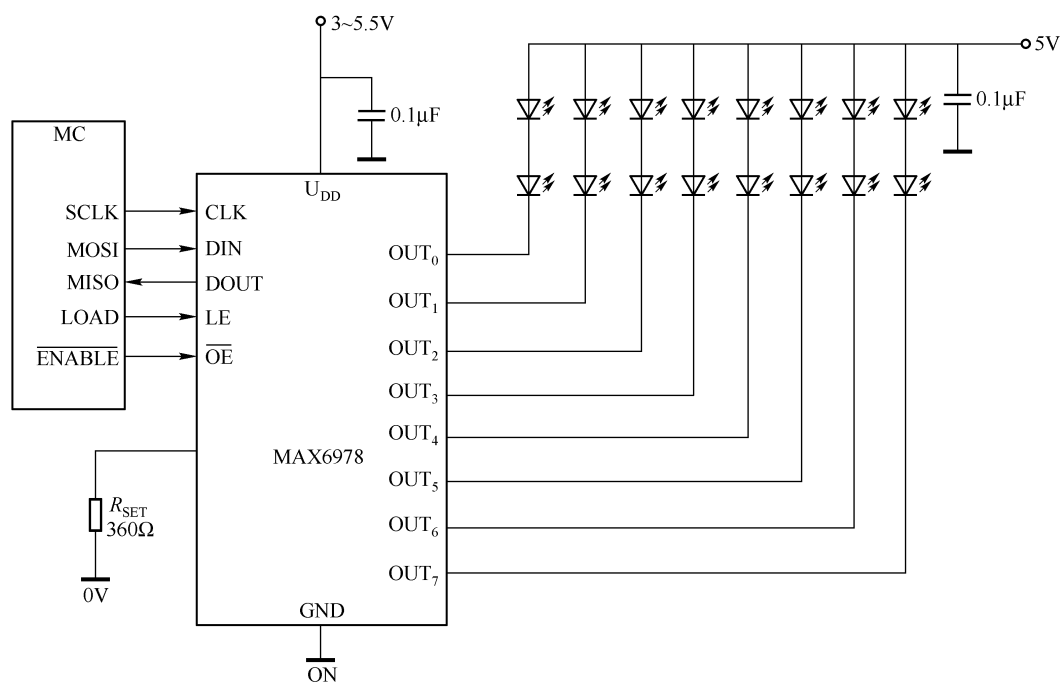


图 21.81 8 路输出恒流 LED 驱动电路

⑨ 温度范围为 $-40 \sim +125^{\circ}\text{C}$ 。

(2) 引脚排列

MAXA6978 系列的引脚排列如图 21.82 所示。

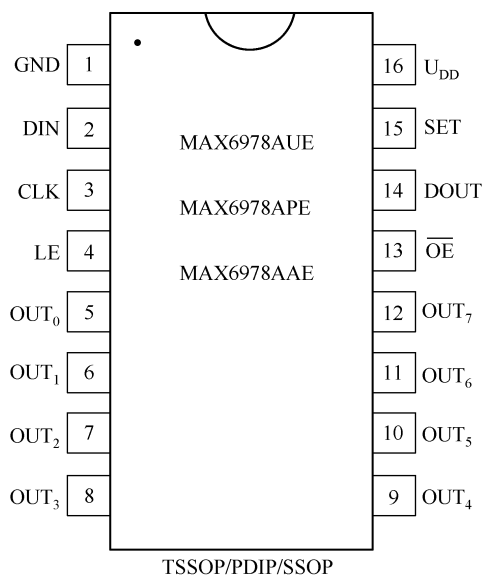


图 21.82 MAX6978 系列的引脚排列

(3) 引脚功能

MAX6978 的引脚功能见表 21. 10。

表 21. 10 MAX6978 各引脚功能

引脚号	名 称	功 能
1	GND	地
2	DIN	串行数据输入端。数据在 CLK 信号的上升沿输入至内部 8 位移位寄存器
3	CLK	串行时钟输入端。数据在 CLK 信号的上升沿输入至内部 8 位移位寄存器
4	LE	使能输入端。当 LE 为高电平时，数据直接由内部移位寄存器传输到输出锁存器，数据在 LE 的下降沿锁存到输出锁存器，并在 LE 为低电平时保持该数据
5 ~ 12	OUT ₀ ~ OUT ₇	LED 驱动输出端。OUT ₀ ~ OUT ₇ 为漏极开路，恒流灌入，额定 5.5V 输出
13	$\overline{\text{OE}}$	输出使能输入端。它控制输出端 OUT ₀ ~ OUT ₇ 的状态。当 $\overline{\text{OE}}$ 为高电平时，将 OUT ₀ ~ OUT ₇ 强制为高阻态，而不改变输出锁存器的内容； $\overline{\text{OE}}$ 为低电平时，使 OUT ₀ ~ OUT ₇ 输出，它反映出输出锁存器的状态
14	DOUT	串行数据输出端。数据在 CLK 信号的上升沿由 8 路内部移位寄存器同步输出至 DOUT。输出端压降的实际范围为 0.5 ~ 2.5V
15	SET	LED 电流设定端。将 SET 与 GND 之间接一只电阻 R_{SET} 来设计 LED 电流
16	U _{DD}	正电源端。将 U _{DD} 与 GND 之间接一个 0.1 μF 的陶瓷电容（旁路电容）
PAD	裸焊盘	封装底部的裸露焊盘（仅 TSSOP 封装有），应接至 GND

(4) 应用

MAX6978 可应用于信号灯、程序管理灯、交通灯、Marquee 显示器、游戏机、建筑照明系统。

2. MAX6978 的看门狗功能和 LED 故障检测

(1) 看门狗功能

MAX6978 内含看门狗电路，可监测 CLK、DIN 和 LE 输入，如果这些输入中的任何一个超过 1s 未产生跳变，输出锁存器将自动删除，使 OUT₀ ~ OUT₇ 变为高阻态，并关闭连接在输出端上的 LED。

看门狗为各种应用电路提供失效保护功能，如果出现串口故障采用空白显示而不会出现错误显示。当看门狗报警时，在驱动器输出锁存器数据更新之前，所有输出将保持关闭状态。因此，如果是暂时的传输中断，MAX6978 会自动恢复显示，因为 MAX6978 不会锁定在看门狗超时状态；当串口下次被激活时，MAX6978 将继续工作，复位看门狗电路重新开始对串口进行监视。使用看门狗功能无需对软件进行修改。

(2) LED 故障检测

恒流驱动 LED 电路，当 LED 断路时，其输出电压将大幅度升高，使器件或输出电容损坏。

MAX6978 内含有自动检测 LED 开路故障电路。当输出设定为吸收电流但电流不足设定值的 50% 时，认为发生了开路故障。当吸收电流还未从 50% 的设定电流下降至 0（开路）

时, LE 信号的上升沿开始检测开路故障, 经过 MAX6978 内部的移位寄存器和输出锁存器的运作, 便切断输出, 对电路实施保护。

3. 外围电路设计

(1) 设定电阻 R_{SET}

MAX6978 的 8 路输出 LED 驱动电流由外设电阻 R_{SET} 确定, 设定输出电流值由下式确定:

$$R_{SET} = 18000 / I_{out}$$

式中, I_{out} 为输出电流 (mA); R_{SET} 的最小值为 $R_{SET,min} = 18000\Omega / 55 = 327.3\Omega$, 最大值为 $1.5k\Omega$ 。

(2) 4 个串行输入接口和输出接口的设置

MAX6978 有 DIN、CLK、LE 和 \overline{OE} 四个串行输入接口, 它们的输入信号由 μC 提供, 同时, 输出接口 DOUT 也要将信息发至 μC , 使它们进行互动运行。

(3) 结温及高温关断

① 结温 T_j 。MAX6978 的最大功耗为

$$P_D = U_{DD} I_{DD} + U_o I_{OUT} ND$$

式中, U_{DD} 为电源电压; I_{DD} 为带动 N 路 LED 时的电源电流; U_o 为驱动负载 LED 时输出端口的输出电压 (一般为 $0.5 \sim 2.5V$); I_{OUT} 为由 R_{SET} 设定的驱动电流; N 为同时驱动 LED 的输出端口数; D 为加至 \overline{OE} 端的 PWM 信号的占空比。

例如, $U_{DD} = 5.25V$, $I_{DD} = 2.5mA$, $U_o = 2V$, $I_{out} = 47mA$, $N = 8$, $D = 1$, 则 $P_D = (5.25 \times 0.025 + 2 \times 0.047 \times 8 \times 1) W = 0.883W$ 。对于 16 脚 TSSOP 封装, MAX6978 的持续功耗为 $21.3mW/^\circ C$ (极限参数), 其热阻为 $R_Q = 1/0.0213W/^\circ C = 46.95^\circ C/W$ 。设允许的最大环境温度为 T_A , 最大结温 $T_{jmax} = 150^\circ C$ 。由最大结温 $T_{jmax} = T_A + P_D R_Q$, 可得 $T_A = T_{jmax} - P_D R_Q = (150 - 0.883 \times 46.95)^\circ C = 108.5^\circ C$ 。因此, 欲带 8 路 LED 的 MAX6978 长期工作, 必须使芯片的环境温度控制在 $108.5^\circ C$ 以下。

② 高温关断

MAX6978 内含温度传感器, 当管芯温度 (结温) 超过 $165^\circ C$ 时将关断所有的输出; 当管芯温度降至 $140^\circ C$ 时, 输出重新开启, 寄存器的内容不受影响。因此, 当驱动器功耗过高时, 外表上看就是 LED 随着驱动器因重复性过热和冷却而间断地开启与关闭。

(4) 电源设置

芯片的电源为 U_{DD} ($3 \sim 5.5V$), LED 阳极电源为 $5V$ 。对于单片静态驱动, 每个电源均应用 $0.1\mu F$ 的陶瓷电容对地旁路; 对于多片 MAX6978 级联或者 PWM 驱动, 每增加 $4 \sim 16$ 片 MAX6978, 各供电电源必须增加 $4.7\mu F$ (或更大) 的电解电容进行滤波去耦。

第十二节 低压 LED 驱动电路

一、1.5V 超高亮度 LED 手电筒电路

一般的超高亮度 LED 发光时需在其正、负极间加 $3.4V$ 以上电压, 用 $1.5V$ 电池根本不

能将其点燃。1.5V 超高亮度 LED 手电筒电路如图 21.83 所示，它能将 1.5V 的电压变换成 3V 以上的电压，能点亮 2 个 LED。

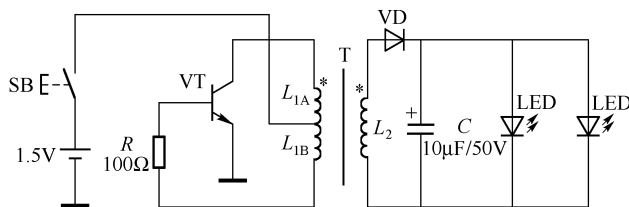


图 21.83 1.5V 超高亮度 LED 手电筒电路

电路为变压器反馈式振荡器，晶体管 VT 为高频功率管；T 为高频变压器，一次线圈 L_1 共 10 圈，由中间抽头分为两段： L_{1A} （6 匝， $194\mu\text{H}$ ）和 L_{1B} （4 匝， $94\mu\text{H}$ ）；二次线圈 L_2 共 15 匝， 1.22mH 。

由 VT 组成的振荡器，在二次线圈产生高频电流，经二极管 VD 整流形成的脉动直流，点燃 LED。

1. 晶体管

晶体管 VT 须选择中小功率的高频管，如 2N2222A（用 2N2222A 的振荡频率为 24kHz ）、3DG6、3DG130（用此两管的振荡频率为 35kHz ）。有些低功率管也可以，如 3DX201 等。选用管子的原则是，其特征频率 f_T 应大于电路的振荡频率 f_0 的 $2 \sim 10$ 倍，即 $f_T > (2 \sim 10)f_0$ 。

2. 二极管

二极管必须选用高频检波管或开关管，如 1N4148、2CK 型，也可将高频管接成二极管（基极、射极连在一起作为正极，集电极作为负极）。

3. 电容

变压器 T 的二次侧空载电压达 65V ，如果不接负载而接通电源，耐压 50V 以下的电容易被击穿，因此应选择耐压较高的电容。

4. 变压器

变压器 T 是关键器件之一，磁心应选用高频磁环，大一点的效率较高，线径用 $0.40 \sim 0.50\text{mm}$ 即可。

二、简单实用的 1W LED 驱动电路

简单实用的 1W LED 驱动电路如图 21.84 所示。该电路是一个直流升压电路，晶体管 VT 和变压器 T 组成一个方波振荡器，变压器的二次线圈将振荡电压升高，再经整流管 VD 整流、 C_2 滤波变成直流以驱动 LED 发光。电路适于制作微型手电筒、微型台灯。

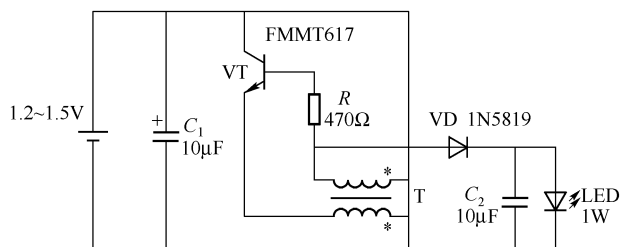


图 21.84 简单实用的 1W LED 驱动电路

1. 变压器 T

变压器选用高频磁环，可选用 $\phi 6 \sim \phi 12\text{mm}$ 的磁环作为磁心。 L_1 用 $\phi 0.23\text{mm}$ 漆包线双线并绕 8 匝， L_2 用 $\phi 0.18\text{mm}$ 漆包线双线并绕 28 匝，也可采用单线缠绕，但线径要适当加粗。

2. 晶体管 VT 的选择

VT 可选用 FMMT617（贴片管）或 8050 ($I_{\text{cm}} = 1.0\text{A}$) 管子。

3. 二极管 VD

整流管需选用高频二极管、开关管或肖特基二极管。肖特基二极管 1N5819 正向压降低（约 0.2V ），也可选用 1N4935 ($I_{\text{cm}} = 1.0\text{A}$)。

4. 电池 GB

电池可选用 1.2V 可充电电池，也可选用 1 节 1.5V 的 AAA（7 号）电池或 AA（5 号）电池，以便于制作微型电筒或台灯。

电源电流约为 1100mA ，负载（LED）电压约为 3.3V ，电流约为 400mA ，电路的效率 $\eta = 80\%$ 。

需要说明的一点是，当负载（LED）开路时，输出电压很高，可达 30V 以上，故应选择耐压值为 35V 以上的滤波电容 C_2 ； R 值小于 470Ω ，输出功率增加，LED 亮，耗电量加大。

三、大功率单只 LED 手电筒电路

由两片 AMC7135 并联组成的大功率单只 LED 手电筒电路如图 21.85 所示。AMC7135

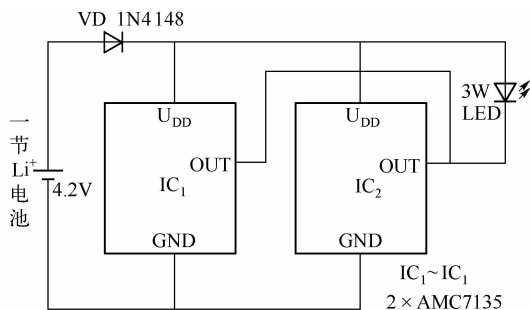


图 21.85 大功率单只 LED 手电筒电路

(ADD Microtech Corp 生产) 是超低压差稳流器, 其输出恒流 350mA, 具有输出短路/开路保护、过热保护功能, 电源电压范围为 2.7 ~ 6V, 几乎不需要外接元器件即可组成 LED 恒流驱动电路, 可减少 LED 的色衰, 延长使用寿命。

目前, 大功率 LED 有 1W、3W、5W 和 10W 的管子。由大功率 LED 制作的手电筒, 市场价较高, 价格在几百元乃至上千元, 如果自行设计制作, 成本将大大降低。现在发光效率较高的大功率 LED 有 Lumileds、Cree 和 Seoul Semiconductor 等公司的产品。大功率白色 LED 的工作电压为 3.3 ~ 3.9V, 可使用一节工业锂电池 (容量可达 2600mA · h) 作为电源, 电池可充电。

VD 的作用是防止电池反接而烧毁 IC。

第二十二章 光敏器件的应用电路

在自动控制、测量系统、报警系统等领域广泛使用光敏器件。常用的光敏器件有光敏电阻、光敏二极管、光敏晶体管等。

第一节 光敏电阻的应用电路

光敏电阻是一种可变电阻，电阻值可以在很宽的范围内随入射光的强度而变化。光敏电阻的阻值与入射光的强度成反比变化，即投射在光敏电阻工作面上的光越强，其电阻值就越小；反之，光越弱阻值越大。

光敏电阻有两种，一种是硫化镉（CdS）光敏电阻，另一种是硒化镉（CdSe）光敏电阻。硫化镉光敏电阻的光谱响应曲线峰值在 600nm，与人眼的响应相近；硒化镉的响应曲线峰值约在 720nm，它对大部分可见光是十分敏感的。

典型的 CdS 光敏电阻变阻特性如图 22.1 所示。横坐标为光的照度 E ，单位为 Lx（勒克斯）；纵坐标为电阻 R ，单位为 Ω 。电阻的平面直径为 10mm。在室内照明条件下，即光照度在 100Lx 下，其阻值降为 630 Ω ；在强太阳光下，照度约为 8000Lx，其电阻降为 25 Ω 。该光敏电阻的暗电阻约为 $5 \times 10^6 \Omega$ 。该曲线常用于应用电路的定量设计，也可以利用其设计数字照度表。

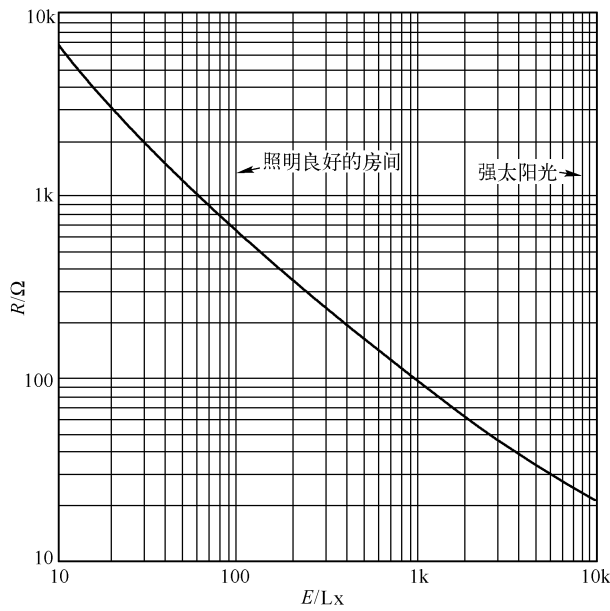


图 22.1 CdS 光敏电阻的变阻特性

光敏电阻的优点是价格便宜,使用简单,缺点是响应速度慢。CdS 的响应时间约为 100ms, CdSe 的响应时间约 10ms。

1. 简单的光控继电器

简单的光控继电器电路如图 22.2 所示,该电路放置于黑暗环境(如盒内)时,光敏电阻 R_λ 的阻值很大, R_1 、 R_λ 与 R_2 构成分压器, R_2 上的压降几乎为零,因此晶体管 VT 截止,继电器 K 不动作;当有光射到光敏电阻上时, R_λ 值迅速变小, R_2 上的压降增大,使 VT 导通或饱和,继电器吸合,其常开或常闭触点控制的电路动作。

电路的缺点是灵敏度低,且无灵敏度调节。

2. 灵敏的亮激励继电器开关

灵敏的亮激励继电器开关电路如图 22.3 所示。电路使用由 VT₁ 和 VT₂ 组成的达林顿管,其电流放大倍数 $\beta \approx \beta_1 \beta_2$,大大地提高了电路的灵敏度。另外,用电位器 R_p 调节 VT₁ 的基极电位,即可以调节基极电流,也就调节了灵敏度。

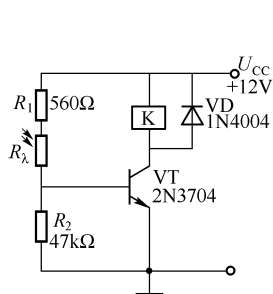


图 22.2 简单的光控继电器

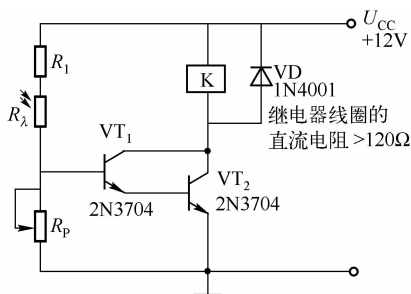


图 22.3 灵敏的亮激励继电器开关

该电路为亮激励继电开关,平时光敏电阻 R_λ 处于暗环境,电阻很大, VT₁ 的基极电位很小,达林顿复合管不导通;当有光照射到 R_λ 上时,复合管导通,继电器 K 吸合,可用它的触点来控制其他的电路。

3. 简单的暗激励继电器开关

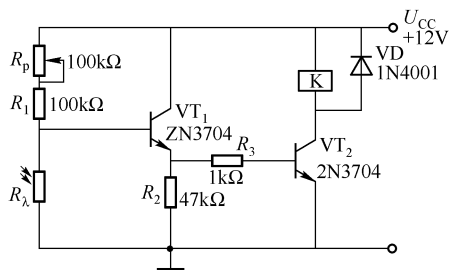


图 22.4 简单的暗激励继电器开关

简单的暗激励继电器开关电路如图 22.4 所示。平时光敏电阻受光照射,其亮电阻约为 30 ~ 50Ω, R_λ 上的压降约为千分之几伏, VT₁ 截止。VT₁ 为射极输出器,起缓冲作用, VT₁ 的射极电位很低时, VT₂ 不导通,继电器不吸合。当 R_λ 被挡光或光线变暗时, R_λ 阻值变大, VT₁ 导通, VT₂ 也随之导通,继电器 K 吸合。

电位器 R_p 起灵敏度调节作用,当光的照度下降到一定程度,欲使继电器吸合时,调节 R_p 使电路导通。

4. 精密的亮激励继电器开关

精密的亮激励继电器开关电路如图 22.5 所示。该电路是一种十分灵敏的精密光启动电

路, 其工作不受电源电压与环境温度的影响。光敏电阻 R_λ , 电位器 R_p , 电阻 R_1 、 R_2 构成一个检测电桥, 电桥的输出信号送入运放的反相端和同相端; 运放及晶体管 VT、继电器 K 组成高灵敏度平衡检测开关。

电桥的两臂 R_1 和 R_2 又形成分压器, 使运放同相端的电位 $U_+ = 6V$ 。平时, 光敏电阻 R_λ 处于暗环境, 其阻值很大, 使 $R_\lambda > R_p$, 因此, 使运放的 $U_+ > U_-$, 运放正饱和, 使 PNP 型晶体管 2N3702 截止, 继电器 K 不吸合; 当 R_λ 受光后, 使 $R_\lambda < R_p$, 因此使运放 $U_- > U_+$, 运放达到负饱和, 驱使 VT 导通, K 吸合。

该电路可修改为暗启动开关, 只要将运放的两个输入端互换一下或将 R_λ 与 R_p 的位置互换一下即可。

5. 精密的暗激励时滞继电器开关

精密的暗激励时滞继电器开关电路如图 22.6 所示, 它利用反馈电阻 R_F 为电路提供了少许的时滞。当光照度下降到预置值时, 继电器 K 开始启动。不过, 在光照度未显著增加到预置值以上时, 继电器暂不动作。滞后的大小与 R_F 值成反比, 当 R_F 开路时, 时滞为零。

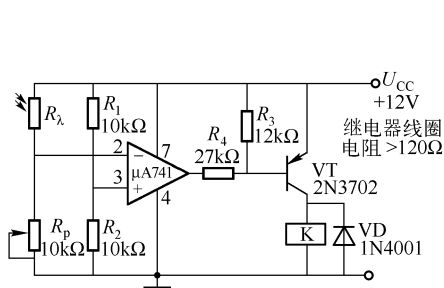


图 22.5 精密的亮激励继电器开关

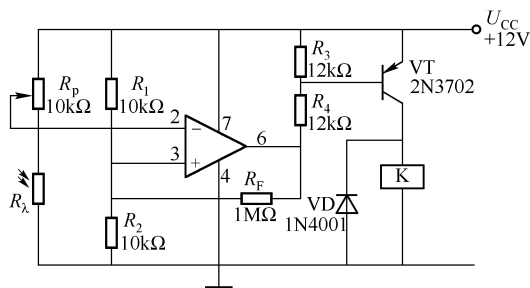


图 22.6 精密的暗激励时滞继电器开关

6. 精密的组合式亮/暗激励开关

精密的组合式亮/暗激励开关电路如图 22.7 所示。电路的功能是当环境过暗或过亮时继电器开关动作, 根据需求选择继电器的常开触点或常闭触点去控制其他设备或电路。

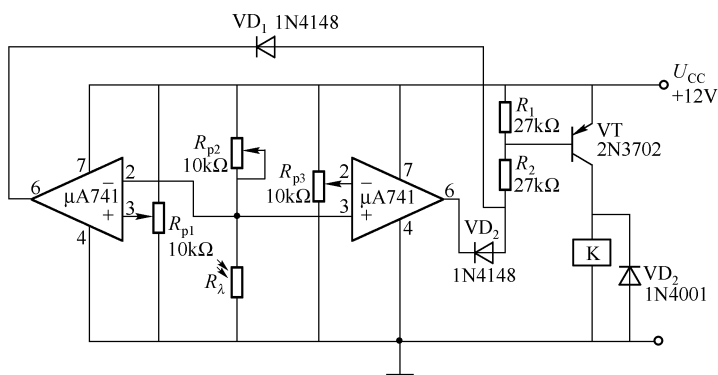


图 22.7 精密的组合式亮/暗激励开关

在正常光照下, 调节电位器 R_{p2} , 使光敏电阻 R_λ 上的电压约为 $U_{CC}/2 = 6V$; R_{p1} 和 R_{p3} 分别为控制暗电平和控制亮电平电位器。调节电位器 R_{p1} 使光强度下降到所要求的暗量级之下

烟雾出口

白炽灯

挡光板

光敏电阻

支柱

烟雾入口

内表面无反射

调试方法是使烟雾进入传感器内, 调节 R_0 , 使电路产生报警铃声。

电桥/运放组成的精密的亮激励电铃报警电路如图 22.10 所示。电位器 R_p ，光敏电阻 R_x ，电阻 R_1 ， R_2 组成惠斯顿电桥，电桥的输出送入运算放大器的两输入端。平时，光敏电阻处于暗环境，因此， $U_- > U_+$ ，运放负饱和，晶闸管 VT 不能触发导通；当 R_x 受光照时， $U_+ > U_-$ ，运放正饱和，VTH 触发导通，电铃响报警，此电路可用于烟雾报警。

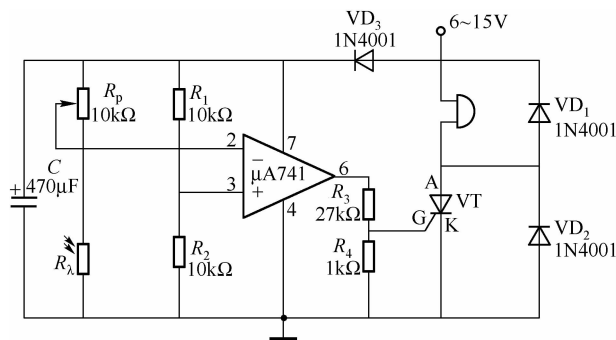


图 22.10 电桥/运放组成的精密的亮激励电铃报警电路

精密的亮激励电铃报警电路如图 22.8 所示。平时，光敏电阻 R_{λ} 处于暗环境（如放在箱内）中，其阻值很大， R_p 上的压降很小，VT 截止，晶闸管 V_{TH} 不导通，电铃不响；当有光照到 R_{λ} 上时， R_{λ} 的阻值变小， R_p 上的压降增大，VT 导通， R_3 上的电压触发 V_{TH} 导通，电铃发声报警。

此电路适用于小型仓库，电铃可用长导线拉入值班室内，当火灾初起产生烟雾时能起到报警作用。

将电位器 R_p 与光敏电阻 R_λ 互换位置, 即可组成暗激励报警电路。

9. 具有脉冲音输出的暗激励扬声器报警电路

具有脉冲音输出的暗激励扬声器报警电路如图 22.11 所示。该电路只用一块 CD4001 或非门集成电路和一只晶体管两个有源器件。或非门 A 和 B、C 和 D 组成了两个键控振荡器。

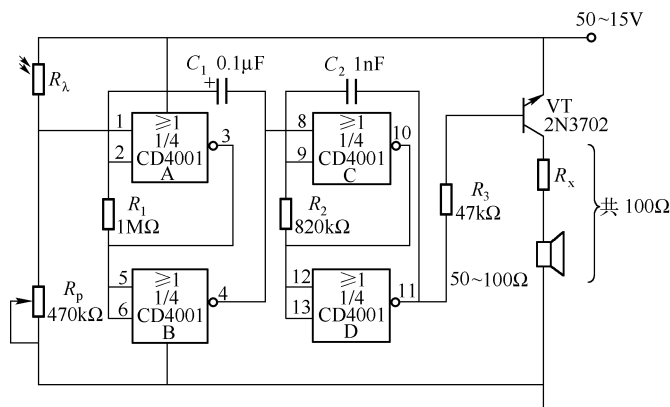


图 22.11 具有脉冲音输出的暗激励扬声器报警电路

由 A 和 B 组成的或非门键控振荡器的振荡频率为 6Hz, 只有 1 脚为低电平时, 电路才能振荡; 由 C 和 D 组成的或非门键控振荡器的振荡频率为 800Hz, 只有或非门 B 的输出 (4 脚) 为低电平时, 由 C 和 D 组成的振荡器才能振荡。由 11 脚输出的 800Hz 脉冲音信号驱动 VT 使扬声器发声。

电路的原理如下: 在光亮的条件下, 光敏电阻 R_λ 的阻值很小, 因此 R_p 上的电压降较大, 使 1 脚的键控电平为高电平, 电路不振荡; 在黑暗条件下, R_λ 的阻值很大, R_p 上的压降很小, 使 1 脚为低电平, 电路启动, 产生振荡。

CD 4001 集成电路的精确控制电平由其门限电压确定, 该电压是电源电压的几分之一, 通常是电源电压的 50%。此值还取决于器件的型号, 可以从 30% 变化到 70%, 但该集成电路的控制点通常是稳定的。

10. 具有单音输出的亮激励扬声器报警电路

具有单音输出的亮激励扬声器报警电路如图 22.12 所示。该电路是一种自锁亮激励报警电路, 由或非门 C 和 D 组成 800Hz 的键控振荡器, 或非门 A 和 B 组成双稳态多谐振荡器。在光亮条件下, R_p 上的压降较大, 1 脚电位为高, 双稳电路进入另一稳态并锁定, 因此, 触发 800Hz 键控振荡器产生单音报警。在回到黑暗状态前, 电路则保持这一状态, 同时, 双稳电路可用 S 复位。

R_p 用于亮度灵敏度的调节; R_λ 与 R_p 位置互换, 电路就变成暗激励报警。

11. 增大输出功率的脉冲音亮激励扬声器报警电路

增大输出功率的脉冲音亮激励扬声器报警电路如图 22.13 所示。该电路是将图 22.11 所示电路中的 R_λ 与 R_p 位置对调而变成为亮激励报警。电路又增加了一级功率放大器 VT₂, 输出功率从 0.25W 变至 11.25W, 具体数值取决于电压和阻抗值。

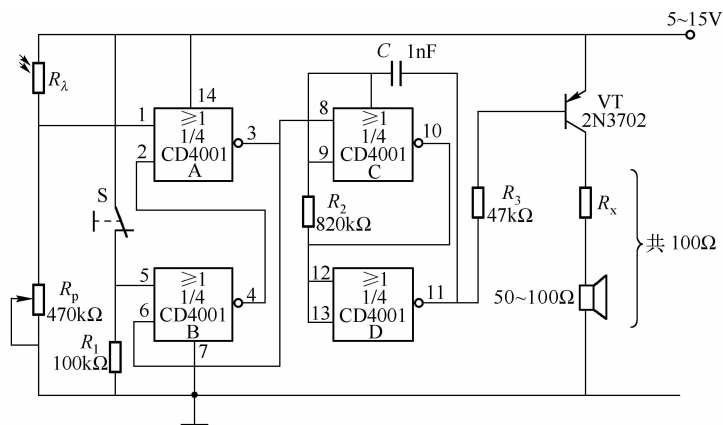


图 22.12 具有单音输出的亮激励扬声器报警电路

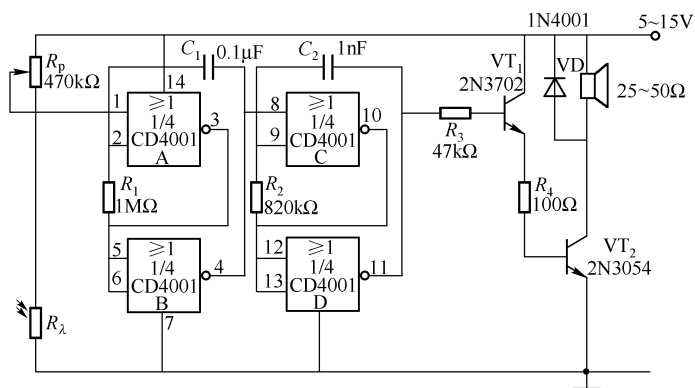


图 22.13 增大输出功率的脉冲音亮激励扬声器报警电路

12. 具有时滞的精密亮激励脉冲音扬声器报警电路

具有时滞的精密亮激励脉冲音扬声器报警电路如图 22.14 所示。该电路具有较高的灵敏度和稳定性。

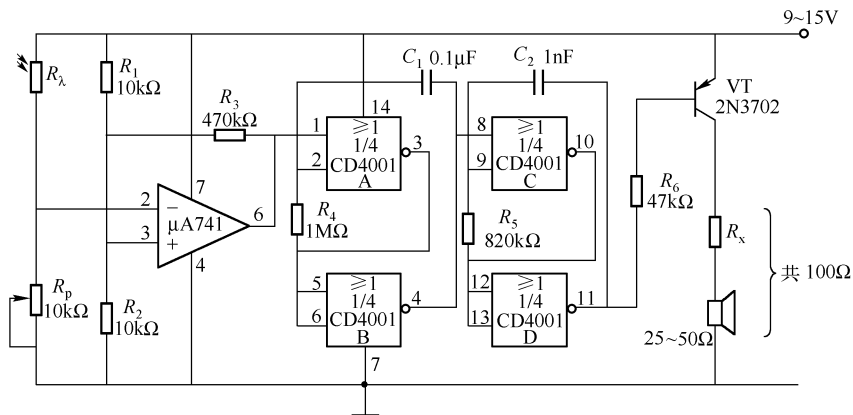


图 22.14 具有时滞的精密亮激励脉冲音扬声器报警电路

由 R_1 、 R_2 、 R_λ 和 R_p 组成电桥，电桥的输出送入运算放大器，因此增加了电路的灵敏度；运放接入电阻 R_3 ，它控制电路的时滞，若无需时滞，则将 R_3 去掉。

13. 烟雾/接近报警电路

烟雾/接近报警电路如图 22. 15 所示。该电路用于大学生的毕业设计，具有实用价值。VT 组成射极输出器，要求 $\beta \geq 100$ ；LM311 为比较器； R_λ 为光敏电阻，作为传感器使用。

(1) 烟雾/接近传感器设计

将光敏电阻和小灯泡（电阻 18Ω ，电源 $9V$ ）放入有开口的铁盒（如杏仁露的铁筒）内，灯泡的光照射光敏电阻，有烟雾进入铁盒（筒）内会使光敏电阻的阻值增大，可利用此特性进行烟雾报警；当有人或物从铁盒（筒）的开口经过时，挡住了外来的光线（不用小灯泡照明），对光敏电阻的阻值也有一定影响，可利用此特点进行接近报警。

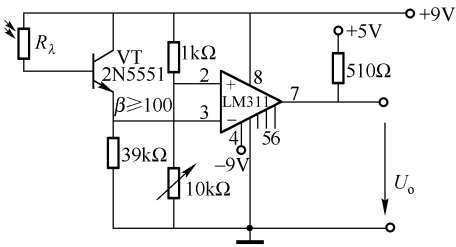


图 22. 15 烟雾/接近报警电路

(2) 电子开关设计

利用集成电压比较 LM311 设计一个电子开关，其 7 脚和 1 脚相当于一个开关。当 $U_+ > U_-$ 时，开关开路，其输出电压 $U_o = 5V$ （利用上拉电阻和 $5V$ 电源）；当 $U_+ < U_-$ 时，开关短路，输出电压接近零（实测 $U_o = 0.22V$ ）。因此，输出电压 U_o 与 TTL 相兼容。本例中，5 脚、6 脚开路。

不用小灯泡照射光敏电阻，当有人经过铁盒（筒）开口时， U_o 由低电平（ $0.22V$ ）突变为高电平（ $5.0V$ ），因此也适用于接近报警。

LM311 的引脚功能见表 22. 1。

表 22. 1 LM311 的引脚功能

引脚号	8	4	1	2	3	7	5	6
名称	U_{CC}	U_{EE}	GND	IN_+	IN_-	OUT	BAL	BAL/ST
功能	正电源	负电源	地	同相输入	反相输入	输出	平衡调节	平衡调节/选通

电路工作原理是：无烟雾时， R_λ 很小，VT 的基极电流很大，射极电阻上的压降较大，致使 $U_- > U_+$ ，电子开关 7 脚与 1 脚短路， U_o 为低电平；当有烟雾时， R_λ 很大，VT 的基极电流很小，射极电阻的压降很小，使 $U_+ > U_-$ ，电子开关开路，使 U_o 为高电平。

调试方法是：1kΩ 电阻和 10k 变阻器组成分压器，10kΩ 变阻器用于调节 U_+ ，也即调节电路的灵敏度。应实际操作调试，使烟雾进入盒内，调节 10kΩ 变阻器使 U_o 为高电平。

第二节 光敏二极管/光敏晶体管/达林顿光敏晶体管的应用电路

一、光敏二极管

半导体材料在受到光的照射后会产生电流，这就是半导体的光电效应。光敏二极管就是利用半导体材料的光电效应制成的。光敏二极管是一种光电变换器件，它的 PN 结受到光照

射后，能吸收光能并将光能转换成电能。

1. 光敏二极管的工作方式

光敏二极管有以下两种工作方式。

(1) 预加反向偏压的工作方式

对光敏二极管施加一定的反向电压，受到光的照射后，光敏二极管的反向电流随着照射光强度的变化而变化，光的强度越大，则反向电流越大。大多数应用电路中，光敏二极管都是以这种方式工作的。

(2) 不加反向偏压的工作方式

利用 PN 结在受到光照后会产生正向电压的原理，把光敏二极管当作微型光电池使用。这种工作方式多用于光电检测电路。

2. 光敏二极管的四种类型

光敏二极管有 PN 结型（也称为 PD 型）、PIN 型、雪崩型和肖特基型。其中应用最为广泛的是用硅材料制作的 PN 结型光敏二极管，其价格低廉。其他几种类型的光敏二极管响应速度快，主要用于光纤通信、计算机信息传输及一些要求反应快的电路中。

3. 光敏二极管的基本特性

(1) 伏安特性

光敏二极管的伏安特性如图 22.16 所示。在无光照时，光敏二极管的特性与一般的硅二

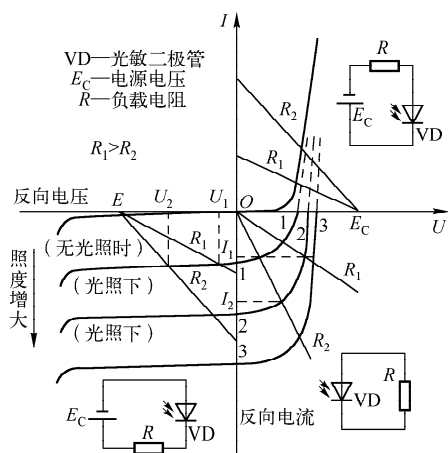


图 22.16 光敏二极管的伏安特性

极管一样。当受光照后，它的特性曲线沿 I 轴向下平移，平移的幅值与光的照度成正比。在第三象限内的特性曲线，表示在光敏二极管在反向偏置的情况下，受光照射后的反向特性。此特性表明：反向电流随入射光线照度的增强而增大，在一定的反偏电压范围内，反向电流的大小几乎与反偏电压的大小无关。

当入射光强一定时，光敏二极管相当于一个恒流源，其输出电压随负载电阻的增大而升高。

在第四象限内的特性曲线呈光电池特性，光照强度越大，负载电阻越小，电流越大，即 $R_1 > R_2$ 时， $I_2 > I_1$ 。

(2) 光谱响应特性

光敏二极管的光谱响应特性如图 22.17 所示，它的光谱范围为 400 ~ 1100nm，峰值波长为 880 ~ 900nm。它和砷化镓 (GaAs) 红外发光二极管相匹配，可获得较高的传输效率。

对于自然光，光敏二极管的传输效率是多大呢？这是读者所关心的。自然光或可见光的波长范围是 380 ~ 760nm，在光敏二极管的光谱范围之内，但不在峰值波长的范围之内。因此，它的光电转换效率是不高的，但可见光能够使它产生响应。这是设计者在设计电路时应注意的。

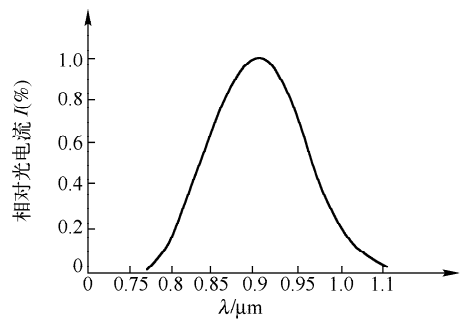


图 22.17 光敏二极管的光谱响应特性

4. 光敏二极管的主要参数

(1) 反向工作电压 U_R

无光照时，反向电流小于 $0.2 \sim 0.3 \mu A$ ，允许的最高反向电压一般不大于 $10V$ ，最高允许电压为 $50V$ 。

(2) 暗电流 I_D

无光照时，加上一定的反向偏压后形成的反向偏流，称为暗电流。

(3) 光电流 I_L

在一定的反向偏压下，当受到光照时，流过光敏二极管的电流为光电流。一般情况下，光电流为几十微安，且和光的照度呈线性关系。

国产 2CU 型光敏二极管的参数见表 22.2。

表 22.2 2CU1/2CU2 型硅光敏二极管的参数

参数 符号 型号	最高工作电压	暗电流	光电流	光电灵敏度	峰值波长	上升时间	下降时间	结电容
	U_R/V	$I_D/\mu A$	$I_L/\mu A$	$S_r/(\mu A/\mu W)$	$\lambda_p/\text{\AA}$	t_r/ns	t_f/ns	C_j/pF
2CU1A	10	≤ 0.2	≥ 80	≥ 0.5	8800	≤ 5	≤ 50	≤ 8
2CU1B	20							
2CU1C	30							
2CU1D	40							
2CU1E	50							
2CU2A	10	≤ 0.1	≥ 30	≥ 0.5	8800	≤ 5	≤ 50	≤ 8
2CU2B	20							
2CU2C	30							
2CU2D	40							
2CU2E	50							
试验条件	$I_R = I_D$	$U = U_{RM}$ 无光照	$U = U_{RM}$ 1000Lx	$U = U_{RM}$ $\lambda = 0.9 \mu m$		$R_L = 50 \Omega$ $U = 10V$ $f = 300Hz$	$R_L = 50 \Omega$ $U = 10V$ $f = 300Hz$	$U_i = 6mV$ $U = U_{RM}$ $f < 5MHz$

二、光敏晶体管

光敏晶体管是靠光通量来控制输出电流的器件，它的等效电路如图 22.18 (a) 所示，因此它具有电流放大能力。光敏晶体管一般是由硅材料制作。大多数光敏晶体管的基极没有外引线，只有集电极 c 和发射极 e 有外引线，如图 22.18 (a) 所示，它的光谱范围与光敏二极管相同。

事实上，用一个光敏二极管和一个晶体管就能构成一个光敏晶体管，方法是将光敏二极管的阴极接晶体管的集电极，阳极接晶体管的发射极，同图 22.18 (a) 所示的等效电路完全一样，其效果令人满意。

1. 光敏晶体管的基本特性

(1) 输出特性

光敏晶体管的输出特性与普通晶体管的输出特性相似，其差别仅在于参量的不同，后者的参变量是基极电流，而前者的参变量为入射光的照度，如图 22.18 (b) 所示。

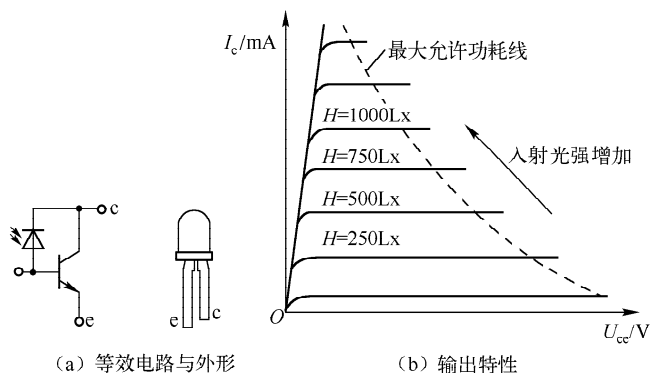


图 22.18 光敏晶体管及其输出特性

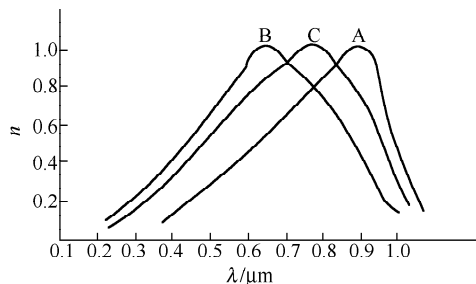


图 22.19 光敏晶体管的光谱响应曲线

(2) 光谱响应特性

光敏晶体管的光谱响应特性取决于所用的半导体材料、结构与工艺。光敏晶体管的光谱响应特性曲线如图 22.19 所示。曲线 A 为普通硅光敏晶体管的光谱响应特性曲线，这类管子的国产型号多为 3DU 型；曲线 B 为蓝紫光敏晶体管的光谱响应曲线，这类管子的国产型号为 ZL 型；曲线 C 为宽光谱光敏晶体管的光谱响应曲线，这类管子的国产型号为 3DU80 型。应根据不同的使用要求和不同的光谱响应曲线来选择光敏晶体管，使其尽量与光源光谱相匹配。

2. 光敏晶体管的主要参数

光敏晶体管的主要参数见表 22.3 和表 22.4。

表 22.3 光敏晶体管 3DU2A – C/3DU5A – C/3DU5A – C 的主要参数

参 数 值 参 数 名 称 型号	最高工作电压 U_{RMCr}/V	暗电流 $I_{\text{D}}/\mu\text{A}$	光电流 I_{L}/mA	上升时间 $t_{\text{r}}/\mu\text{s}$	下降时间 $t_{\text{f}}/\mu\text{s}$	峰值级长 $\lambda_{\text{p}}/\text{nm}$	可代用型号
3DU2A	测试条件 $I_{\text{CC}} = I_{\text{D}}$	测试条件 $U = U_{(\text{RM})\text{ce}}$	测试条件 $H = 1000\text{Lx}$ $U_{\text{CC}} = 10\text{V}$	测试条件 $R_{\text{L}} = 50\Omega$, $U_{\text{CC}} = 10\text{V}$ 脉冲电流幅度为 $1\mu\text{A}$			
	15	≤ 0.5	≥ 0.2	≤ 5	≤ 5	900	
3DU2B	30	≤ 0.1	20.3	≤ 5	≤ 5	900	3DU51 ~ 3DU55
3DU2C	30	≤ 0.1	≥ 1	≤ 5	≤ 5	900	
3DU5A	15	≤ 1	≥ 2	≤ 5	≤ 5	900	3DU11 ~ 3DU13 3DU21 ~ 3DU23 3DU31 ~ 3DU33 TPS601A TPS604
3DU5B	30	≤ 0.5	≥ 2	≤ 5	≤ 5	900	
3DU5C	30	≤ 0.2	≥ 3	≤ 5	≤ 5	900	
3DU5S – A	15	≤ 1	≥ 1	≤ 5	≤ 5	900	TPS610
3DU5S – B	30	≤ 0.5	≥ 2	≤ 5	≤ 5	900	
3DU5S – C	30	≤ 0.2	≥ 3	≤ 5	≤ 5	900	
3DU8	15	≤ 1	≥ 1 ($U_{\text{ce}} = 5\text{V}$) $H = 10\text{Lx}$	≤ 60	≤ 60	900	

表 22.4 硅光敏晶体管 3DU111 ~ 3DU133 的主要参数

参数 符号 型号	反向击穿电压	最高工作电压	暗电流	光电流	上升时间	下降时间	最大功耗
	$U_{(\text{BR})\text{ce}}/\text{V}$	U_{max}/V	$I_{\text{D}}/\mu\text{A}$	I_{C}/mA	$t_{\text{r}}/\mu\text{s}$	$t_{\text{f}}/\mu\text{s}$	P_{W}/mW
3DU111	≥ 15	≥ 10	≤ 0.3	0.5 ~ 1.0	≤ 3	≤ 3	30
3DU112	≥ 45	≥ 30					50
3DU113	≥ 75	≥ 50					100
3DU121	≥ 15	≥ 10		1.0 ~ 2.0			30
3DU122	≥ 45	≥ 30					50
3DU123	≥ 75	≥ 50					100
3DU131	≥ 15	≥ 10		≥ 2.5			30
3DU132	≥ 45	≥ 30					50
3DU133	≥ 75	≥ 50					100
试验条件	$I_{\text{ce}} = 0.5\mu\text{A}$	$I_{\text{ce}} = I_{\text{D}}$	$U = U_{\text{max}}$ 无光照	$U_{\text{ce}} = 10\text{V}$ $H = 1000\text{Lx}$	$R_{\text{L}} = 50\Omega$ $U_{\text{ce}} = 10\text{V}$ 脉冲电流 幅度为 1mA	同左	

下面介绍光敏晶体管的几个主要参数。

(1) 最大功耗

最大功耗是指光敏晶体管能够安全工作而不致损坏的最大耗散功率。图 22.18 (b) 中，虚线是管子的最大允许功耗线，正向工作时，实际功耗应在虚线的左方。在虚线左方的区域内，光电流与管子承受的电压之乘积即为管子的功耗。在该区域工作的光敏晶体管不会因过

热而损坏。光敏晶体管的最大功耗一般为几十毫瓦到一百毫瓦。

(2) 反向击穿电压 $U_{(BR)ce}$

反向击穿电压是在无光照条件下，光敏晶体管的 c、e 极之间漏电流不超过一定数值时所加的最高电压，一般为几十伏。

(3) 暗电流 I_D

暗电流是在无光照时，当 $U_{ce} = U_{max}$ 时，c、e 极之间的漏电流，一般要求 I_D 应小于或等于 $0.2\mu A$ ，但 I_D 值会随环境温度的上升而增大。

(4) 光电流 I_L

光电流是指在一定工作电压下，当光敏晶体管受到一定强度的光照时，c、e 极之间的电流值。光敏晶体管具有电流放大作用，因此它的光电流比光敏二极管的光电流大很多，一般可达数毫安。

三、达林顿光敏晶体管

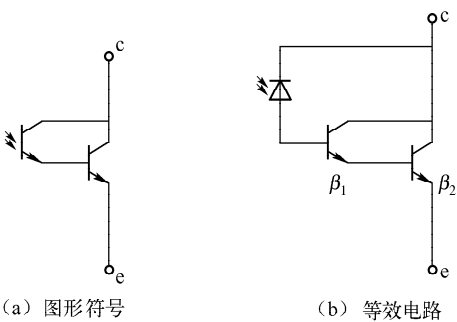


图 22.20 达林顿光敏晶体管及其等效电路

把光敏晶体管与普通的双极型晶体管组合在一起，便构成了达林顿光敏晶体管。图 22.20 (a) 所示是达林顿光敏晶体管的图形符号，图 22.20 (b) 所示是等效电路，一般有两个引脚导出。

达林顿光敏管受到光照时，等效光敏二极管将光信号转换成电信号，此信号经两级晶体管放大，总的电流放大倍数 $\beta = \beta_1\beta_2$ 。因此，其灵敏度比普通光敏晶体管要高得多。一般来说，其光电流可达十几毫安以上。但达林顿光

敏管对信号的响应速度较慢。

部分国产达林顿光敏晶体管的主要参数见表 22.5。

表 22.5 3DU511D ~ 3DU513D 达林顿光敏晶体管的主要参数

参 数 值 参 数 名 称 型 号	击穿电压	暗电流	光电流	饱和压降	响应时间		峰值波长	光谱范围
	$U_{(BR)ce}/V$	$I_D/\mu A$	I_L/mA	$U_{ce(Sat)}/V$	$t_r/\mu s$	$t_f/\mu s$	λ_p/nm	μm
3DU511D	≥ 20	≤ 0.5	≥ 10	≤ 1.5	≤ 100	≤ 100	880	0.4 ~ 1.1
3DU512D	≥ 20	≤ 0.5	≥ 15	≤ 1.5	≤ 100	≤ 100	880	0.4 ~ 1.1
3DU513D	≥ 20	≤ 0.5	≥ 20	≤ 1.5	≤ 100	≤ 100	880	0.4 ~ 1.1

四、光敏二极管/光敏晶体管/达林顿光敏晶体管的设计要素

1. 光敏管的选用

光敏二极管的光电流较小，但输出线性较好，响应时间短；光敏晶体管的光电流较大，但输出的线性差，响应时间长。光敏二极管的响应时间一般用纳秒表示，而光敏晶体管的响应时间一般用微秒表示之。在要求频率较高，要求光电流与入射光线强度为线

性关系时,则应选用光敏二极管;在要求光电流较大的场合可选用光敏晶体管或达林顿光敏晶体管。

2. 给光敏晶体管加适当的光偏置

在晶体管放大电路中,需给晶体管的基极加上适当的偏置电流,以便使放大器具有良好的线性和灵敏度。在光敏晶体管的使用中也应该给它施加偏置电流,这里加的光偏置,通过预加光偏置,在光敏晶体管中有一定的偏置电流流通,以提高其灵敏度和线性。

在光敏晶体管的输出特性中可以看出,当光通量很低时,光敏晶体管处于截止区,此时,必须使其内部的光敏二极管输出很大的电流,光敏晶体管才能进入放大区,这样就降低了它的灵敏度。

光偏置的方法如图 22.21 (a) 所示,将发光二极管放置在透明光敏晶体管的下面;光偏置电路如图 22.21 (b) 所示, R 为 LED 的限流电阻,有

$$R = \frac{U_A - U_f}{I_f}$$

式中, U_A 为 A 点电位; U_f 为 LED 的正向压降; I_f 为 LED 的正向工作电流。 R 控制 LED 的发光强度。

3. 光敏二极管的简单检测

(1) 电阻测量法

电阻测量法是用万用表的 $R \times 1k$ 挡进行测量。通常,光敏二极管的正向电阻比普通硅二极管大一些,约为几十千欧。反向电阻随光照的强度而变化,无光照时(用手握住),反向电阻应接近无穷大,否则说明有漏电。通常,光敏二极管的反向暗电阻至少应大于 $500k\Omega$;有光照射时,反向电阻越小越好,一般应在 $2k\Omega$ 以下。

(2) 电压测量法

电压测量法是用万用表的直流电压挡(0.5V 或 1V)进行测量,用万用表的正表笔接光敏二极管的正极(较长的引脚),负表笔接其负极,有光照射时,电压表的示值为 0.3~0.4 属正常。

4. 光敏晶体管的简单检测

(1) 电阻测量法

电阻测量法是用万用表的 $1k\Omega$ 挡进行测量,黑表笔接 c 极,红表笔接 e 极,在无光照时,其阻值应接近无穷大。在白炽灯照射下,随着光的增强,电阻逐渐减小,可从无穷大减至 $1k\Omega$ 以下。用黑表笔接 e 极,红表笔接 c 极,无光照时阻值应为无穷大,有光照时表针微动或指向无穷大。

(2) 电流测量法

电流测量法是用万用表的 $50\mu A$ 挡或 0.5mA 挡,将光敏晶体管的 c、e 极间加 10V 电压,并将万用表串入电源正极与 c 极之间。无光照时,电流小于 $0.3\mu A$,随着光照的增强,电流应逐渐增大,可从零点几毫安增加到几毫安。

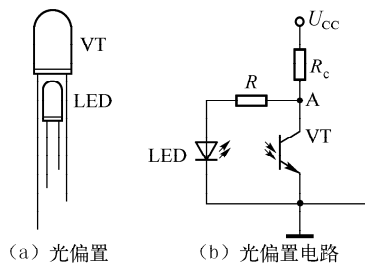


图 22.21 光敏晶体管的光偏置及光偏置电路

5. 红外发光二极管与光敏二极管/晶体管的判别

红外发光二极管与光敏二极管或光敏晶体管常常是成对使用的，它们的外形相似，很难从外观上区分。下面介绍几种简单的判别方法。

① 若管子为透明的树脂封装，则可从管芯上进行判别。红外发光二极管的管芯下有一个浅盘，而光敏二极管和光敏晶体管则没有。

② 若管子尺寸很小或用黑色树脂封装，则可用万用表的 $1\text{k}\Omega$ 挡测量其电阻。用手握住管子使其不受光照，正向电阻为 $20 \sim 40\text{k}\Omega$ ，反向电阻大于 $200\text{k}\Omega$ 的是红外发光二极管；正、反向电阻值均接近无穷大的是光敏晶体管；正向阻值为 $10\text{k}\Omega$ 左右，反向电阻为无穷大的是光敏二极管。

③ 红外发光二极管正负极的判断。一般情况下，长脚为正极，短脚为负极。全塑封的 $\phi 3$ 、 $\phi 5$ 管的侧向有一小平面，靠近小平面的一端为负极。用万用表测量正、反向电阻，若正向电阻值为 $20 \sim 40\text{k}\Omega$ ，则黑表笔接触的一脚为正极。

④ 红外发光二极管好坏的判断。用万用表 $1\text{k}\Omega$ 挡测量，正向电阻值在 $30\text{k}\Omega$ 左右，反向电阻值在 $200\text{k}\Omega$ 以上者为合格。反向电阻越大、漏电流越小越好。若反向电阻只有几十千欧，管子质量差；若正、反向电阻均为无穷大或零，则说明管子是坏的。

五、应用电路

1. 基本的光敏二极管检测电路

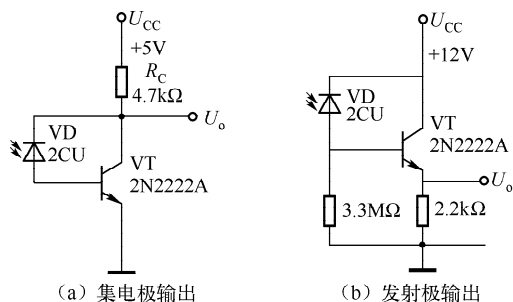


图 22.22 基本的光敏二极管检测电路

基本的光敏二极管检测电路如图 22.22 所示，图 (a) 为集电极输出电路，适用于脉冲入射光电路，输出信号较大；图 (b) 为发射极输出电路，适用于模拟信号电路， $3.3\text{M}\Omega$ 电阻可减小暗电流。电路的输出信号一般较小。

2. 光敏二极管与运放组合电路

光敏二极管与运算放大器组合电路如图 22.23 所示。图 (a) 为无偏置方式，主要用于检测电路，如照度计等；图 (b) 电路中，光敏二极管处于反向偏置方式，其响应速度快，用反馈电阻可调节输出的大小。

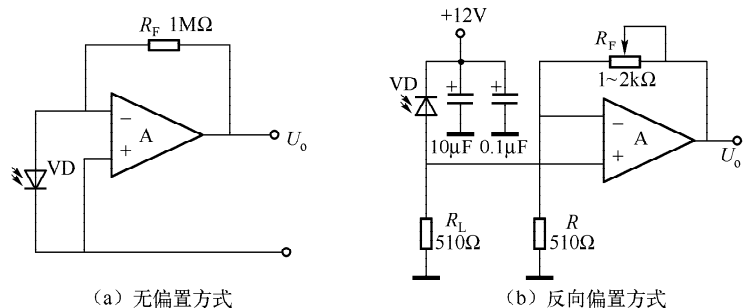


图 22.23 光敏二极管与运算放大器组合电路

3. 光控楼道灯

光控楼道灯电路如图 22.24 所示。它是一个简易光控电路，当光线较亮时，光敏二极管的电阻很小，使 VT_1 饱和、 VT_2 截止，继电器 K 不吸合，灯不亮；当光线很暗时， VT_1 截止， VT_2 导通，K 吸合，灯亮。 R_p 用于调节灵敏度。

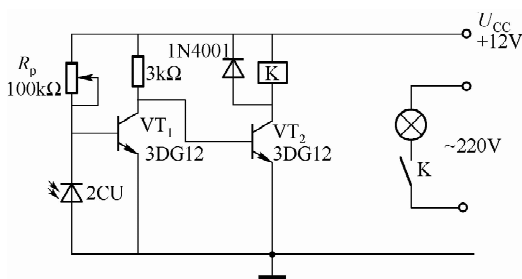


图 22.24 光控楼道灯电路

4. 调制光传感器电路

调制光传感器电路如图 22.25 所示，用于光控电路中，噪声低，是一种调制光的交流电路，不适用于模拟信号电路。

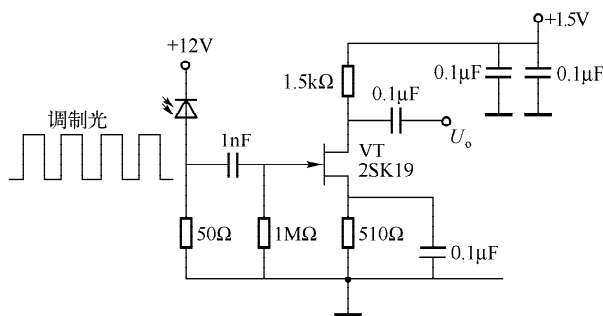


图 22.25 调制光传感器电路

5. 调制光发射/接收电路（红外遥控电路）

调制光发射/接收电路如图 22.26 所示，实际上，它们是红外线遥控电路。图（a）为调制光发射电路，7404P 组成斯密特振荡器，它具有整形作用，其振荡频率为

$$f = \frac{1}{1.4R_p C}$$

R_p 用于调节频率，振荡器的输出送入达林顿管的基极，达林顿管驱动红外发光二极管，产生频率为 5kHz 的调制光。

图（b）为调制光接收电路，接收器件是光敏晶体管 VT_2 ，它把调制光转换为调制电压，送入 5kHz 滤波器。滤波器取出 5kHz 的频率成分，将混入的噪声或日光灯的干扰滤除，使之不产生误动作，然后经倍压检波电路变成脉动直流经斯密特电路组成的放大器进行放大。

6. 光接收器

光接收器电路如图 22.27 所示，这是一个用于光通信的光接收器，电路处理调幅型信号。可以借用该电路进行光亮度的报警或提示。

运放 LM741 的两输入端接一个光敏二极管，当光线很暗时，运放的输入电流很小，无信号输出，扬声器不响；当光线有一定亮度时，运放有信号输出，扬声器响。 R_f 确定了第一级的增益，它可以调节光电转换的灵敏度； R_p 调节前置级输出信号的大小。LM386 为功率放大器。（详细资料请参阅本书第四章第十一节。）

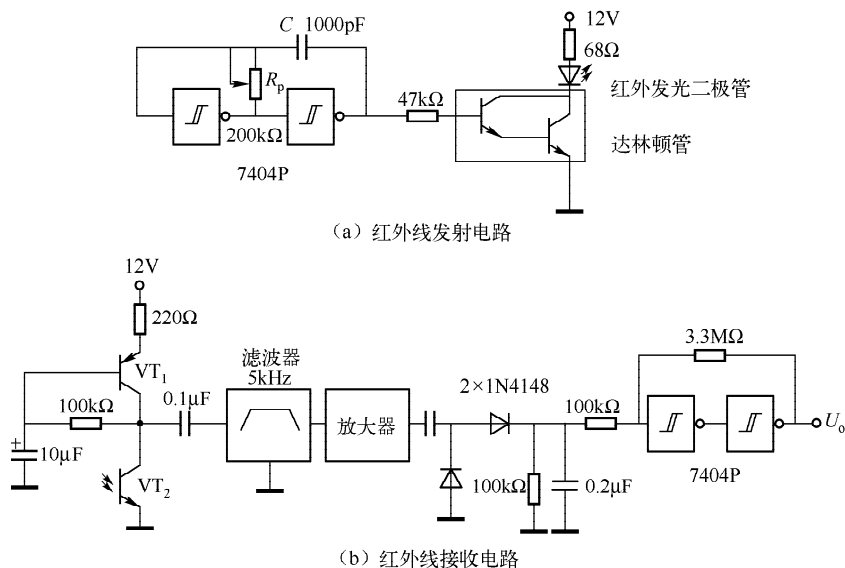


图 22.26 调制发光射/接收电路 (红外遥控电路)

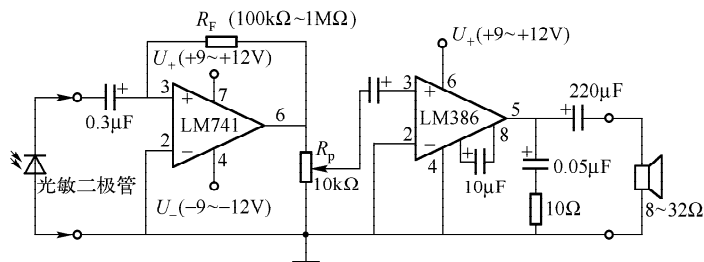


图 22.27 光接收器

7. 光-逻辑转换电路及光亮报警器

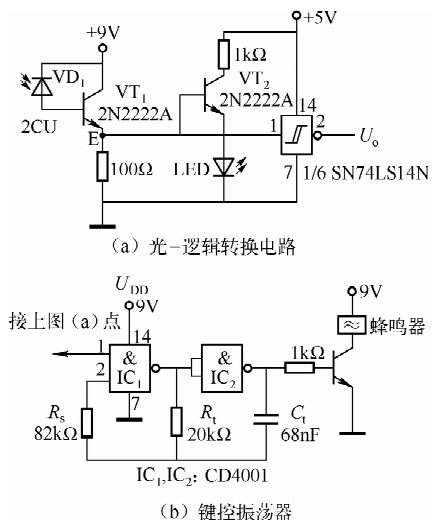


图 22.28 光-逻辑转换电路及光亮报警器

光-逻辑转换电路如图 22.28 (a) 所示, 它能将一定亮度的光转换成 TTL 逻辑 1。VT₁ 组成射极输出器, 当光线亮时, VD₁ 内阻变小, VT₂ 导通, $U_E \approx 5.00\text{V}$, LED 亮, U_o 为低电平 (0.3V); 光线暗时, $U_E = 0.42\text{V}$, LED 熄灭, U_o 为高电平 (5.0V)。

图 22.28 (b) 所示为键控振荡器, 当 1 脚为高电平时, 电路起振, 振荡频约 300Hz。若将 1 脚接图 22.28 (a) 中的 E 点便组成了光亮报警器。

该电路用于激光测速仪中。

8. 光电转换闸门形成电路

光电转换闸门形成电路如图 22.29 所示。该电路用于测量细长物体的运动速度。VT₁ 与 VT₂

串联, 遮挡 VD_1 或 VD_2 中的任一个或两个都遮挡, VT_1 与 VT_2 均截止。

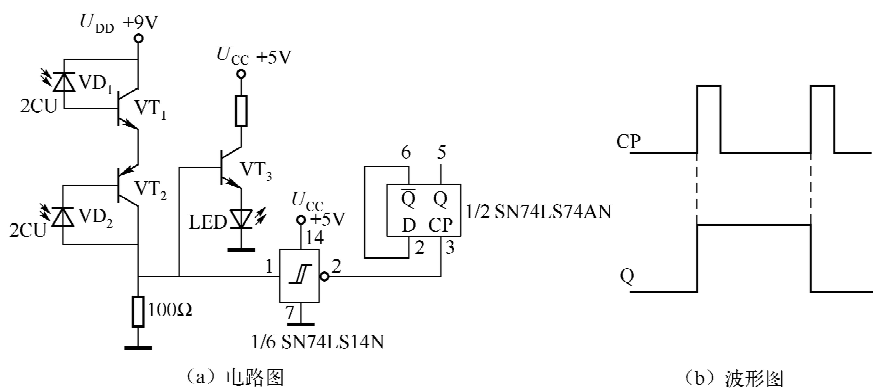


图 22.29 光电转换闸门形成电路

当纤细物体经过光敏二极管 VD_1 和 VD_2 时, 斯密特反相器的 2 脚输出两个脉冲, 即 CP 脉冲, 将这两个脉冲输入到双 D 触发器 SN74LS74AN 的输入端, 则 D 触发器的 Q 端输出一个方脉冲, 这个脉冲的宽度就是细杆经过 VD_1 和 VD_2 之间距离所经历的时间。该方脉冲的宽度称为闸门时间。闸门电路在测试计量领域十分有用。

9. 灵敏光控开关

灵敏光控开关电路如图 22.30 所示。电路使用达林顿光敏晶体管作为敏感器件, 因此对弱光较敏感。该电路适用于反射光的检测, 当达林顿光敏管受到反射光的光照后, 其内阻减小, 使 555 的 2 脚电位下降, 当降至 $U_{CC}/3$ 以下时, 3 脚由低电平变为高电位, 使继电器 K 吸合。

555 的负载电流可达 200mA 以上, 因此可以选用容量较大的继电器。

10. 亮激励光控继电器开关

亮激励光控继电器开关由达林顿光敏管和运放组成, 如图 22.31 所示。达林顿光敏管、 R_1 、 R_2 和 R_3 组成光控电桥, 电桥的输出送至运算放大器的两输入端。运放 $\mu A741$ 接成比较器。当光线很暗时, R_1 上的电压很小, 运放正饱和, VT_2 截止, K 不吸合; 当有微弱的光照射达林顿光敏管即 VT_1 时, VT_1 内阻变小, 当 R_1 上的压降大于 U_+ ($U_{CC}/2 = 6V$) 时, 运放负饱和, VT_2 导通, K 吸合。

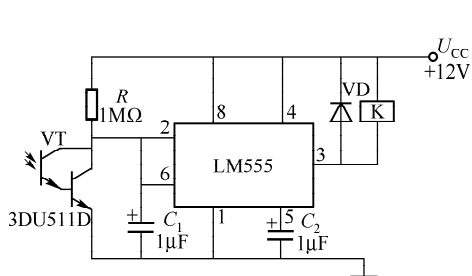


图 22.30 灵敏光控开关

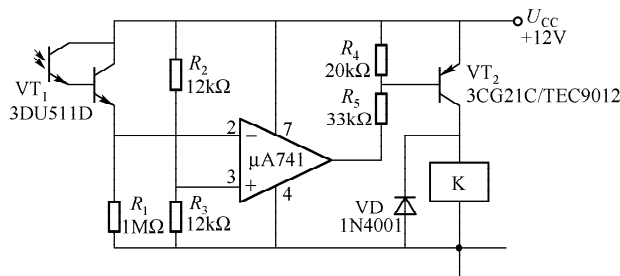


图 22.31 亮激励光控继电器开关

把 R_1 与 VT_1 的位置对换, 即可组成暗激励光控继电开关。

第三节 光 耦 合 器

光耦合器又称光电隔离器, 是一种新型半导体光电器件。光耦合器常用于反馈控制、固态继电器、开关电路、线性光耦合器及要求输入、输出具有高绝缘的场合。

光耦合器分为两类: 开关型和线性光耦合型。

一、开关型光耦合器

1. 开关型光耦合器的形式

开关型光耦合器有以下几种形式。

(1) 晶体管输出型光耦合器

晶体管输出型光耦合器的电路与引脚排列如图 22.32 所示。其 1、2 脚为输入端, 由红外发光二极管构成, 当 1、2 脚的输入电流为 10mA 时, 发光管发出 $0.9\mu\text{m}$ 的红外光; 4、5、6 脚接一只光敏晶体管, 当接收到发射二极管的红外光后, 光敏晶体管的 c、e 极之间便有电流流出。这种光耦合器的输入端与输出端之间具有很高的绝缘性能, 频率响应达 300kHz, 开关时间为数微秒。这类产品市场上均能买到, 如摩托罗拉生产的 4N25、4N26 和 4N27 等。

(2) 晶闸管输出型光耦合器

晶闸管输出型光耦合器的内部电路及其引脚排列如图 22.33 所示。其输入端接红外发光管, 输出端为光敏晶闸管。当红外二极管发射出红外线后, 光敏晶闸管被触发, 其阳极与阴极便导通。它常用于低压电子电路控制高压 (220V/380V) 交流回路的开启。

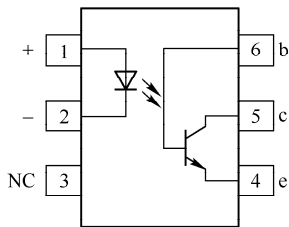


图 22.32 晶体管输出型光耦合器

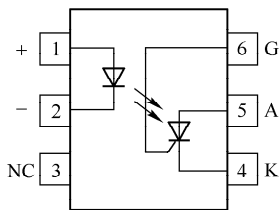


图 22.33 晶闸管输出型光耦合器

(3) 光耦合晶闸管驱动器

光耦合晶闸管驱动器内部电路及其引脚排列如图 22.34 所示, 它分为非过零控制和过零控制两种类型。它们的输出端是光敏双向闸流管开关。红外发光管的电流常取 10mA 左右。当红外发光管发出红外线后, 触发双向开关导通, 进而触发外接双向晶闸管导通, 使负载接入交流 220V 回路。

常用这些器件构成固态继电器的控制电路, 电路具有良好的输入与输出的绝缘性能。它所控制的交流回路的功率主要取决于外接双向晶闸管的允许功率。

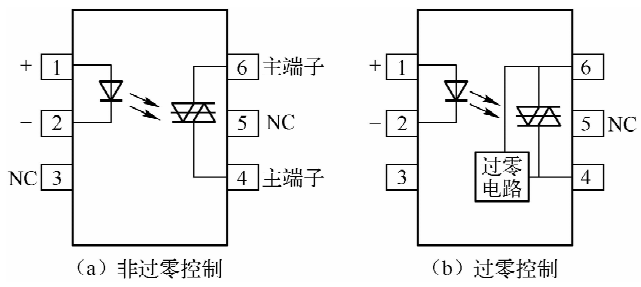


图 22.34 光耦合晶闸管驱动器

(4) 数字电路光耦合器

数字电路光耦合器内部电路及其引脚排列如图 22.35 所示。该光耦合器的输出为斯密特触发器，其响应速度快，数字逻辑可靠，常用于计算机接口、数控电源和电机控制等领域。

(5) 达林顿管输出的光检测器

达林顿管输出的光检测器电路及其引脚排列如图 22.36 所示。它是两端器件，由光敏晶体管和普通晶体管组成，因此具有很大的电流放大能力。当外面的红外光照射光敏晶体管时，普通晶体管便具有驱动电流。电路内的电阻起改善温度特性作用。该电路具有较高的光检测灵敏度，常用于工业控制。

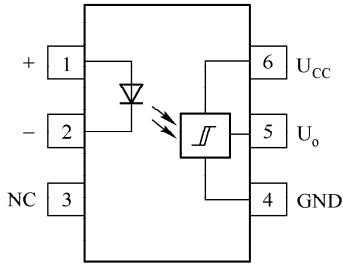


图 22.35 数字电路光耦合器

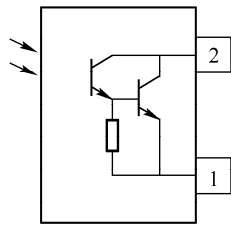


图 22.36 达林顿管输出的光检测器

(6) 双向开关触发器输出的光检测器

双向开关触发器输出的光检测器电路及其引脚排列如图 22.37 所示。它是一个三端器件，但 2 脚为空脚，内部是一个光敏双向开关器件，当接收到红外线时，双向开关导通，触发外接晶闸管导通，使负载接入交流 220V 回路中。

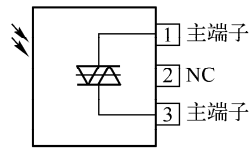
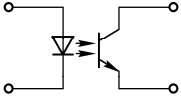
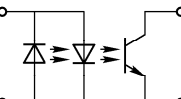
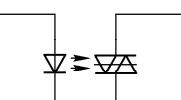
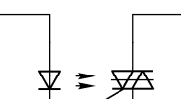
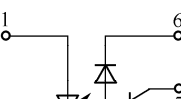


图 22.37 双向开关触发器输出的光检测器

2. 开关型光耦合器的主要参数

光耦合器的种类、型号较多，其参数各不相同，但同一种类光耦合器件的参数相差不大。现把常用的贴片式 TLP 型与 PS2700 型光耦合器的主要参数列入表 22.6 和表 22.7 中，供设计和选择之用。

表 22.6 贴片式 TLP 型光耦合器的主要参数

型 号	结 构	特 点	CTR (I_C/I_F) (%)	I_{CM}/mA	I_F/mA	I_{CE}/A	集电极击 穿电压/V	绝缘电压 /V
TLP121		通用型 ^①	50 ~ 100	300	5	5	80	3750
TLP124	同上	低输入电 流型	100 ~ 200	1200	1	0.5	80	3750
TLP120		输入交流型	50 ~ 100	600	± 5	5	80	3750
TLP160G		无过零触发 双向晶闸管型	—	—	$I_{F(\text{max})}$ 10	输出电流可达 100mA (25℃)	400	2500
TLP161J		过零触发型	—	—	$I_{F(\text{max})}$ 10	输出电流可达 100mA (25℃)	600	2500
TLP112		高频型 (1Mbps)	输出最小电流 1.6	16	—	—	—	2500

① 通用型还有 PC317、PC357、2101、NJLS151 等。

表 22.7 PS2700 型高绝缘电压光耦合器主要参数

型 号	特 点	绝缘电压/V	I_F/mA	U_{CEO}/V	CTR (%)	备 注
PS2701	通用型	3750	50	40	50 ~ 300	输出为光敏晶体管
PS2703	输出耐高压型	3750	50	120	50 ~ 400	输出为光敏晶体管
PS2706	输入交流型	3750	± 50	40	>200	输出电流大
PS2561	输出耐高压型	5000	80	80	80 ~ 400	输出为光敏晶体管；绝缘电压高

二、线性光耦合器

线性光耦合器是输出信号随输入信号成正比变化的器件。用高线性度的红外发光二极管及光敏器件才能制成线性光耦合器。

1. 线性光耦合器的电路及其引脚排列

国产线性耦合器电路及其引脚排列如图 22.38 所示, VD_1 为红外发射二极管, 它发射出的红外线由光敏二极管 VD_2 和 VD_3 接收。

2. GD2203 型线性光耦合器的主要参数

器件的参数对设计、使用十分有用, 器件必须在额定参数下使用。下面介绍 GD2203 的参数定义。

(1) 正向电压 U_F

红外发光二极管通过的正向电流 I_F 为额定值时, 正、负极之间的压降为正向电压 U_F 。 U_F 以小者为好。

(2) 暗电流 I_D

红外发光二极管无输入, 光敏二极管两端加上额定反向电压时, 光敏二极管流过的电流为暗电流 I_D 。要求 I_D 越小越好。

(3) 反向击穿电压 U_{BR}

光敏二极管流过的反向电流 I_R 为额定值时, 在其两极间产生的电压降为反相击穿电压。 U_{BR} 以大者为好。

(4) 输出电流 I_{L1} 、 I_{L2}

红外发光管的输入电流 I_F 和光敏二极管的反向电压为额定值时, 光敏二极管 VD_1 的 1、2 端, VD_2 的 6、5 端流过的电流为输出电流。

光耦合器中的输出电流, 就是光敏器件受光照后流过的电流 (光电流), 希望此电流大一些。但是, I_L 太大会使器件的温度稳定性变差, 故不宜过大。一般的光耦合器不用输出电流表示, 而是用电流传输比 CTR 表示, 即

$$CTR = \text{光敏管输出电流 } I_C / \text{发光管输入电流 } I_F$$

(5) 输出电流比 I_{L1}/I_{L2}

输出电流比指红外发光二极管的输入电流 I_F 为规定范围时, 两光敏二极管的输出电流之比。

因为该器件为双输出, 所以此参数表征两路输出电流的对称性。一般的光耦合器无此参数。

(6) 线性度 δ_L

红外发光二极管的输入电流 I_F 为规定范围时, 在该区域内实际响应曲线接近于拟合直线的程度为线性度, 即

$$\delta_L = \text{实际曲线与拟合直线的最大偏差} / \text{该响应曲线的满度值}$$

这个参数表征了器件的线性, 对于线性光耦器, 它是一个重要参数。

(7) 输入输出端绝缘电压 U_{ISO}

输入输出端绝缘电压即为输入端和输出端之间的绝缘耐压值。

对于一般的仪表和计算机, 几百伏绝缘耐压足矣, 但对于医疗器械, 为确保患者安全, 要求 U_{ISO} 达到几千伏或更高, 对电力系统也是如此。

GD2203 的主要参数见表 22.8。

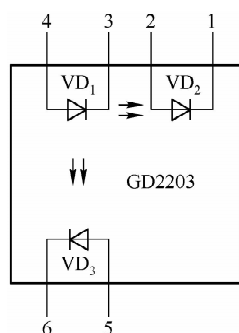


图 22.38 GD2203 型线性光耦合器电路及其引脚排列

表 22.8 GD2203 的主要参数

名 称		符 号	单 位	测 试 条 件	规 范 值
输入	正向电压	U_F	V	$I_F = 10\text{mA}$	≤ 1.3
	反向电流	I_R	μA	$U_R = 6\text{V}$	≤ 100
输出	暗电流	I_D	nA	$U_R = 1.5\text{V}$	≤ 4.9
	反向击穿电压	U_{BR}	V	$I_D = 0.01\mu\text{A}$	≥ 30
传输特性	输出电流	$I_{L1} I_{L2}$	μA	$I_F = 20\text{mA}$	≥ 50
	输出电流比	I_{L1}/I_{L2}	—	$I_F = 3 \sim 50\text{mA}$	$0.7 \sim 1.3$
	线性度	δ_f	—	$I_F = 30 \sim 50\text{mA}$	$\pm 0.3\%$
隔离	绝缘耐压	U_{ISO}	V	DC 1min	2500

三、应用电路

光耦合器应用电路也分为开关型和线性两种情况。

1. 开关型光耦合器应用

(1) 光敏晶体管输出的光耦合器

光敏晶体管输出的光耦合器电路如图 22.39 所示，图（a）、（b）为脉冲输入信号的电路，图（c）为模拟输入信号的电路。图（c）中的 $I_{F(M)}$ 为调制信号的输入电流， $I_{F(D)}$ 为恒定直流， I_F 为通过红外二极管的电流， $I_F = I_{F(M)} + I_{F(D)}$ 。

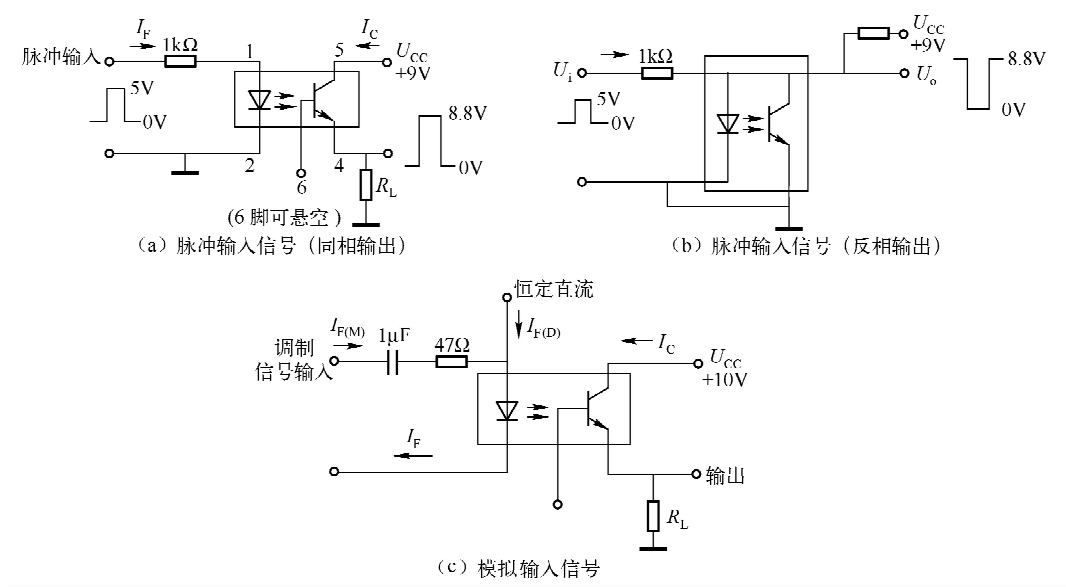


图 22.39 光敏晶体管输出的光耦合器

(2) 光耦合晶闸管开关驱动器

光耦合晶闸管开关驱动器电路如图 22.40 所示。图（a）为纯电阻性负载电路，图中的

R_1 由下式确定：

$$R_1 = U_{iM}/1.2A$$

式中，1.2A 为双向开关的额定电流； U_{iM} 为交流电压的幅值。当电网电压为 220V 时， $U_{iM} = \sqrt{2} \times 220V = 311V$ ，则 $R_1 = 260\Omega$ 。

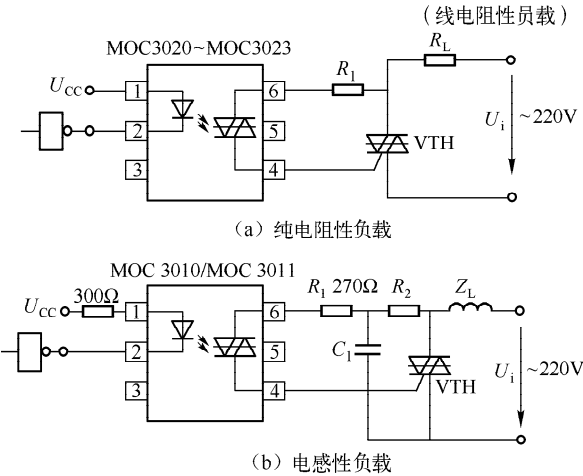


图 22.40 光耦合晶闸管开关驱动器

纯电阻性负载常常是白炽灯、电热丝等，外接晶闸管 VT 的容量应根据负载 R_L 来选择。

图 22.40 (b) 为电感性负载电路，电感 Z_L 可以是电机、线圈等。由于感性电路的电压与电流不同相，需附加 R_2 、 C_1 等元器件，根据 VT 的触发电流（由产品手册提供） I_{GT} 的不同， R_2 、 C_1 值也不同，见表 22.9。

表 22.9 I_{GT} 与 R_2 、 C_1 的关系

I_{GT}/mA	$R_2/k\Omega$	$C_1/\mu F$
15	2.4	0.1
30	1.2	0.2
50	0.8	0.3

(3) 双向开关触发器输出的光检测器触发驱动电路

双向开关触发器输出的光检测器触发驱动电路如图 22.41 所示。当光敏器件接收到红外

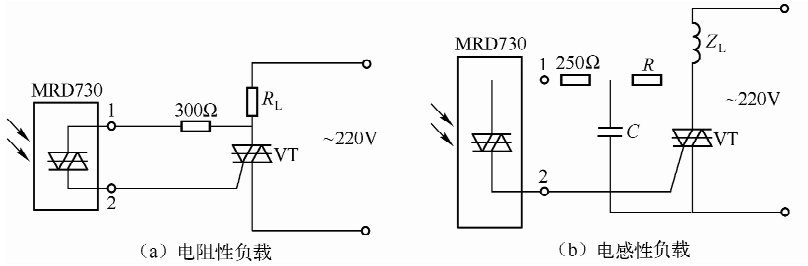


图 22.41 双向开关触发器输出的光检测器触发驱动电路

光后,产生触发电流,控制 V_{TH} 导通,特别适合于遥控电路的应用。

图 22.41 (b) 中,当 $I_{CT} < 15\text{mA}$ 时,取 $R = 2.4\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$; 当 $I_{CT} \geq 15\text{mA}$ 时,取 $R = 1.2\text{k}\Omega$, $C = 0.2\mu\text{F}$ 。

(4) 逻辑电平转换电路

逻辑电平转换电路如图 22.42 所示,图 (a) 是把 HTL (High Threshold Logic, 高阈值逻辑) 转换为 TTL 逻辑,图 (b) 是将 TTL 转换成 HTL。HTL 电路具有较强的抗干扰能力。

(5) 光电触发晶闸管继电器开关电路

光电触发晶闸管继电器开关电路如图 22.43 所示,当晶体管基极加高电平导通时,光耦合器内的红外二极管发出红外光,使光敏晶体管导通,并触发晶闸管 VT, VT 导通,吸合交流接触器 K,利用其触点控制其他电路。

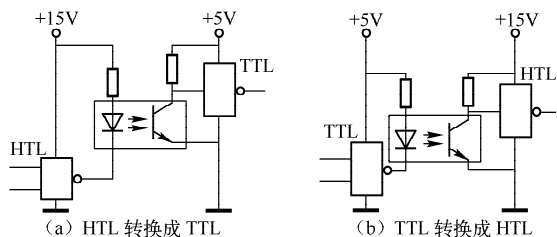


图 22.42 逻辑电平转换电路

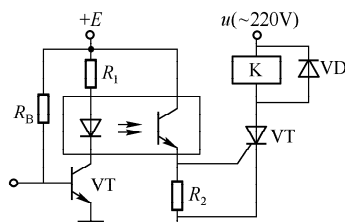


图 22.43 光电触发晶闸管继电器开关电路

(6) 光耦合器控制高压稳压电路

光耦合器控制高压稳压电路如图 22.44 所示。

串联型稳压电路的输出电压越高,要求调整管的耐压越高。大功率高反压管价格也较高。该电路的输出电压高达 DC 500V,而对调整管的参数要求不高。

当输出电压 (500V) 因负载变化而下降时,光耦合器内的红外发光二极管电流 I_f 下降,使光敏晶体管结电压降增加,复合管 VT_1 、 VT_2 的 U_{be} 增加, U_{ce1} 下降,使输出电压回升,保证了输出电压不变。

VT_3 和 R_s 用于过电流保护。光耦合器工作于放大区。

(7) 微机光耦合器控制交流负载电路

微机光耦合器控制交流负载电路如图 22.45 所示,电路中用一外接晶闸管 V_{TH} 来增大带负载的能力。

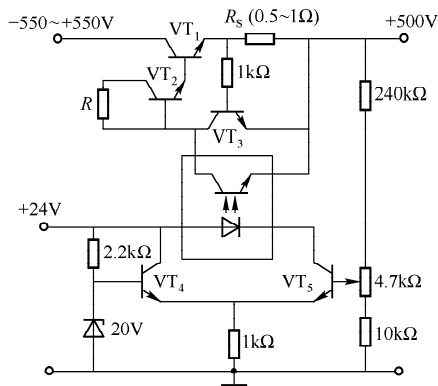


图 22.44 光耦合器控制高压稳压电路

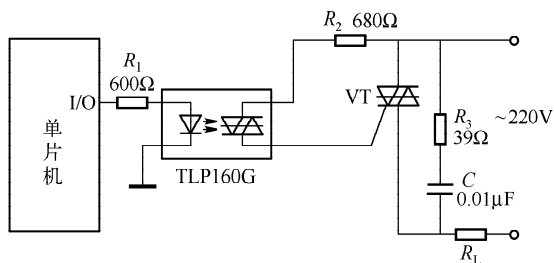


图 22.45 微机光耦合器控制交流负载电路

(8) 输入-输出相隔离的光耦合与门/或门电路

输入-输出相隔离的光耦合与门/或门电路如图 22.46 所示, 输入、输出是隔离的。按不同的接法还可以组成与非门和或非门电路。这些电路都具有较强的抗干扰能力。

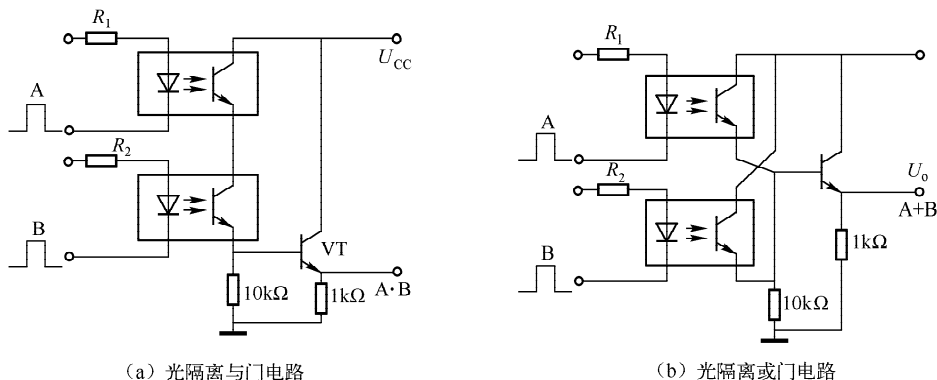


图 22.46 输入-输出相隔离的光耦合与门/或门电路

(9) 光耦合的电源过电流保护电路

光耦合的电源过电流保护电路如图 22.47 所示, 去掉光耦合器和 R_2 , 该电路便成为可调输出电压的稳压电源。该电路具有过电流保护功能。在额定输出电流 I_H 时, R_2 上的电压降略低于光耦合器内红外发光管的导通电压, 光敏晶体管处于截止状态, 对电源无影响。当输出电流大于额定输出电流 I_H 时, R_2 上的电压达到发光二极管导通电压, 光敏晶体管导通, 使 VT_1 、 VT_2 的基极电流分流, VT_1 的管压降增加, 输出电压降低, 从而使输出电流减小, 维持 I_H 不变。

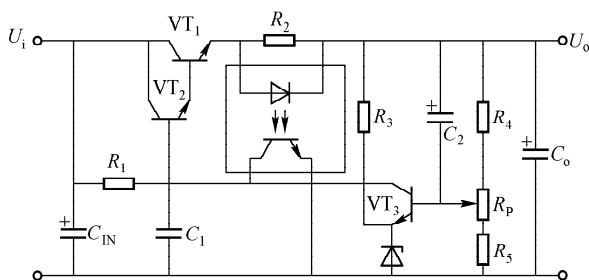


图 22.47 光耦合的电源过电流保护电路

若输出端短路, R_2 上的电流很大, 使光敏晶体管饱和导通, VT_1 、 VT_2 的基极被钳制于光敏晶体管的饱和压降, VT_1 、 VT_2 截止, 此时输出电压接近于零。

若使额定电流 $I_H = 1A$, R_2 应取 1Ω , 额定电流时 R_2 上的压降为 $1V$, 发光二极管 (光耦合器内部) 不导通。若输出电流大于 $1.2A$, 则发光二极管导通, 使输出电流下降到 $1.2A$ 左右。设计电路时应选用电流传输比 CTR 较大的光耦合器。

2. 线性光耦合器应用

(1) 光耦合线性绝缘放大器 (一)

光耦合绝缘放大器电路 (一) 如图 22.48 所示。该电路不仅能绝缘地传输信号, 而且

具有良好的线性。光耦合器 PC_1 和 PC_2 是一只双光耦合器 SL962C 或 SL962D。因为两器件封装在一起，故对称性好，输入电流相同。 PC_1 和 PC_2 的红外发光管串联，故 $I_1 = U_i/R_1 + U_s/R_2 = I_2$ 。

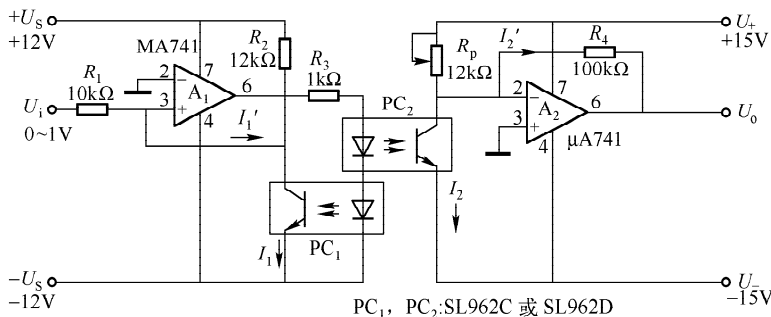


图 22.48 光耦合线性绝缘放大器（一）

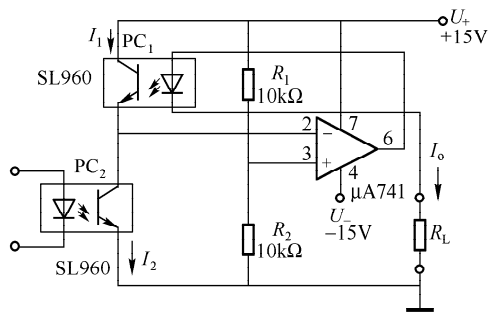


图 22.49 单运放光耦合线性绝缘放大器

PC_1 和 PC_2 的输出电流相同。当输入电压 $U_i = 0$ 时， $I_1 = I_2 = +U_s/R_2$ ，此时调节 R_p 可使输出电压 $U_o = 0$ 。通过 R_1 和 R_4 的电流相同，故电路的增益为 $A_F = R_R I_2' / R_1 I_1' = R_4 / R_1$ 。

通常， PC_1 与 PC_2 的工作电流设置在 $0.1 \sim 10\text{mA}$ 。调节增益一般用调节 R_4 来实现。

可以看出，放大器 A_1 与 A_2 在电气上是没有联系的，它们之间的绝缘程度取决于 PC_2 。

(2) 单运放光耦合线性绝缘放大器

由单个运放组成的光耦合线性绝缘放大器如图 22.49 所示。电路的输入信号和输出信号之间是绝缘的，线性较好。

由 PC_1 、 PC_2 、 R_1 和 R_2 组成电桥，电桥的输出送入运放的两输入端。该放大器输入的是电流信号，输出的是电流信号 I_o 或电压信号 $U_o = I_o R_L$ 。

该电路仅适于传输电流，通常为 $4 \sim 20\text{mA}$ 。

(3) 双路输出线性光耦合电路

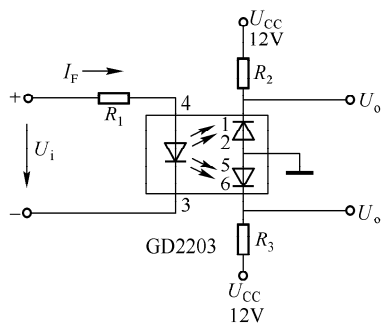


图 22.50 双路输出线性光耦合电路

双路输出线性光耦合电路如图 22.50 所示。电路的输入可以加较大的信号， R_1 为限流电阻，其值由所需求的正向电流 I_F 和 U_i 的大小确定，即 $R_1 = (U_i - U_F) / I_F$ ， I_F 一般为 $10 \sim 20\text{mA}$ ， $U_F = 1.1 \sim 1.3\text{V}$ ； R_2 、 R_3 一般取几百欧； U_{CC} 一般为 $6 \sim 15\text{V}$ 。

(4) 光耦合线性绝缘放大器（二）

光耦合线性绝缘放大器（二）电路如图 22.51 所示。点画线的左侧是控制回路，右侧是主回路。

输入信号加入到运放 A_1 ，经过 A_1 和 VT_1 的放大，由光耦合器 GD2203 内部的红外发光管 4、3 端将电信号转换成光信号，之后经光敏二极管（1、2 端）再转换成电信号和 U_i 一起再送入 A_1 的反相

第二十三章 计数器/分频器

计数器广泛应用于工业生产、仪器仪表和各种数字装置中。计数器由双稳态触发器组成。常用计数器可由 J-K 触发器、D 触发器等组装而成。计数器分为异步计数器和同步计数器，前者计数速度较慢，后者计数速度较快。

从计数器输出端输出的频率 f_Q ，是该计数器输入频率 f_{CP} 的 $1/n$ (n 为 n 进制计数器的计数值)，因此，计数器也可用作分频器。计数器与分频器的概念不同，前者需要译码，后者不需译码。

本章将介绍由 J-K 触发器、D 触发器和由集成计数器组成的各种进制的计数器。

第一节 仅由双稳态触发器组成的 各种进制计数器/分频器

计数器可由 J-K 触发器、D 触发器和门电路组成，也可以不使用门电路巧妙地利用 J-K 触发器、D 触发器输入端而组成计数器，它的计数一般不是按 8421 编码的。由于不使用门电路，所以电路简单，元器件少，比较经济。这种形式计数器的缺点是，译码时有的易产生尖峰干扰。本节介绍不使用门电路的各种进制计数器，绝大部分为异步计数器。

1. 三进制计数器/3 分频器

由双稳态 J-K 触发器 74111 和 D 触发器 7474 组成的三进制计数器/3 分频器电路分别如图 23.1 (a)、(c) 所示，图 (b)、(d) 分别是它们的波形。

2. 四进制计数器/4 分频器

由双稳态 J-K 触发器 74111 组成的四进制计数器/4 分频器电路如图 23.2 (a) 所示，它属于同步计数器，图 (b) 是它的波形。

3. 五进制计数器/5 分频器

五种五进制计数器/5 分频器电路如图 23.3 所示。其中，图 (g) 是由双 J-K 触发器组成，但它内部的两个独立触发器，共用一个清除端 R 和时钟端 CP。

4. 六进制计数器/6 分频器

三种六进制计数器/6 分频器电路如图 23.4 所示。图 (a)、(c) 由双 J-K 触发器组成，触发器由脉冲的下降沿触发；图 (e) 由上升沿触发的双 D 触发器组成。

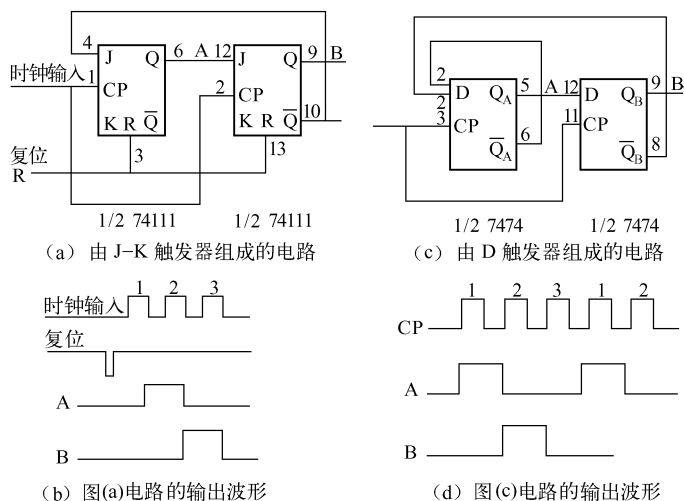


图 23.1 由双稳态 J-K 触发器组成的三进制计数器/3 分频器

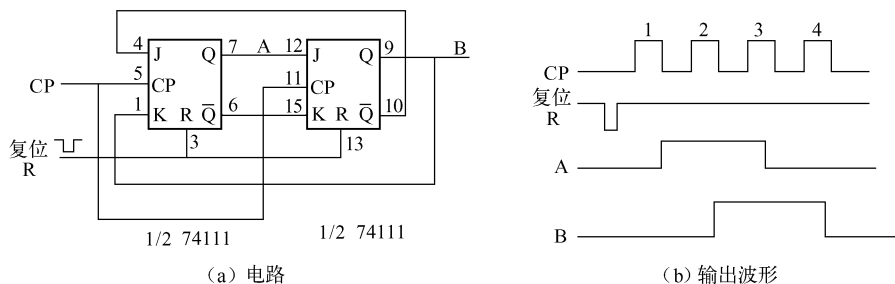


图 23.2 由双稳态 J-K 触发器组成的四进制计数器/4 分频器

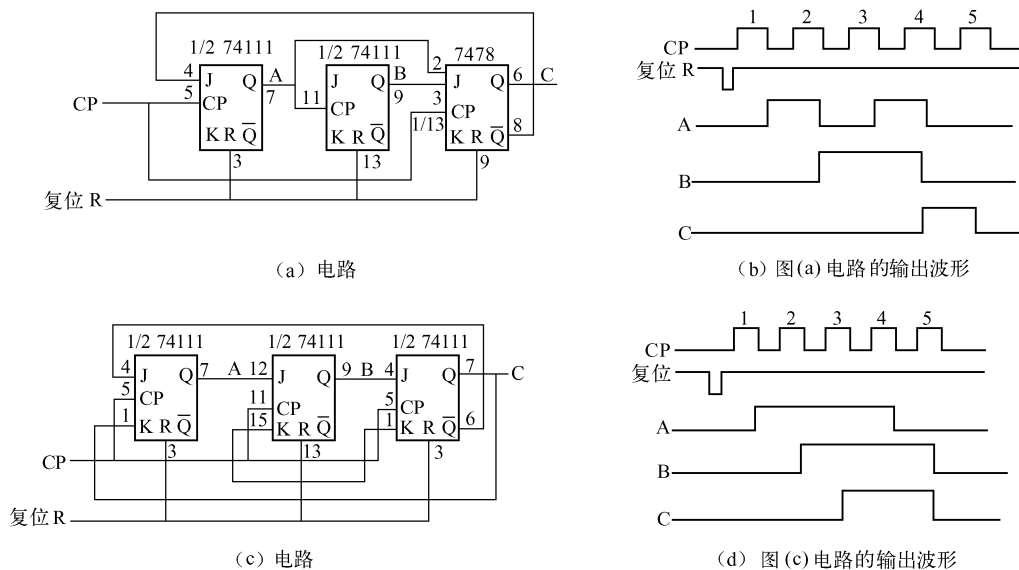


图 23.3 由双稳态触发器组成的五进制计数器/5 分频器

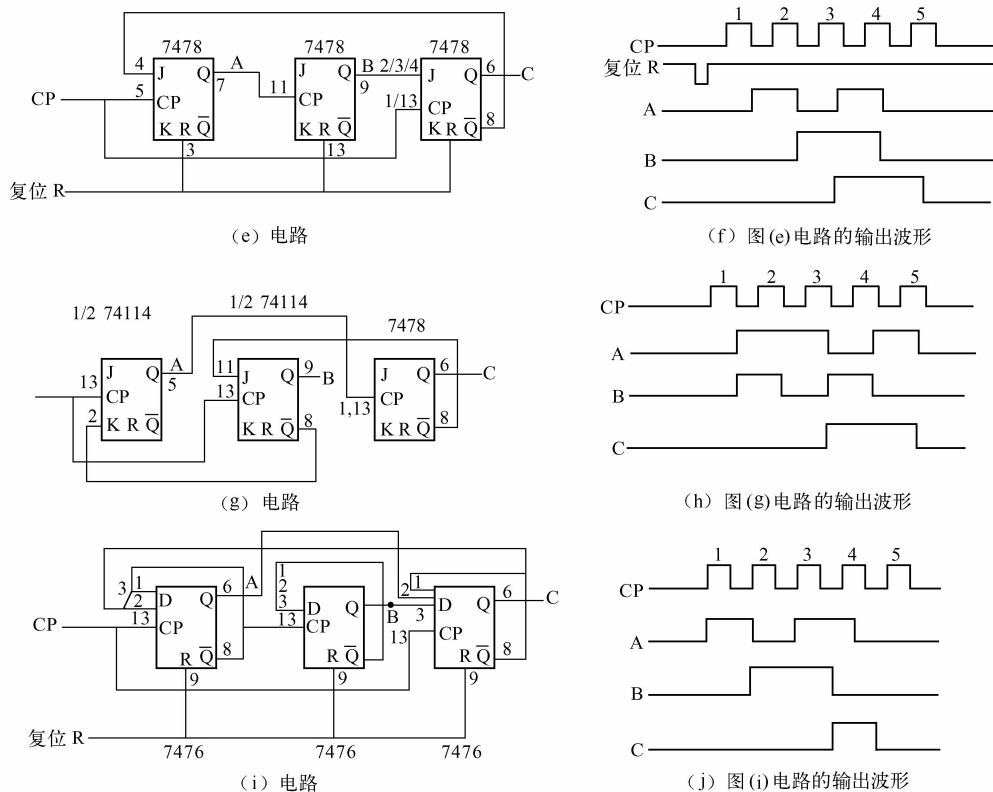


图 23.3 由双稳态触发器组成的五进制计数器/5 分频器 (续)

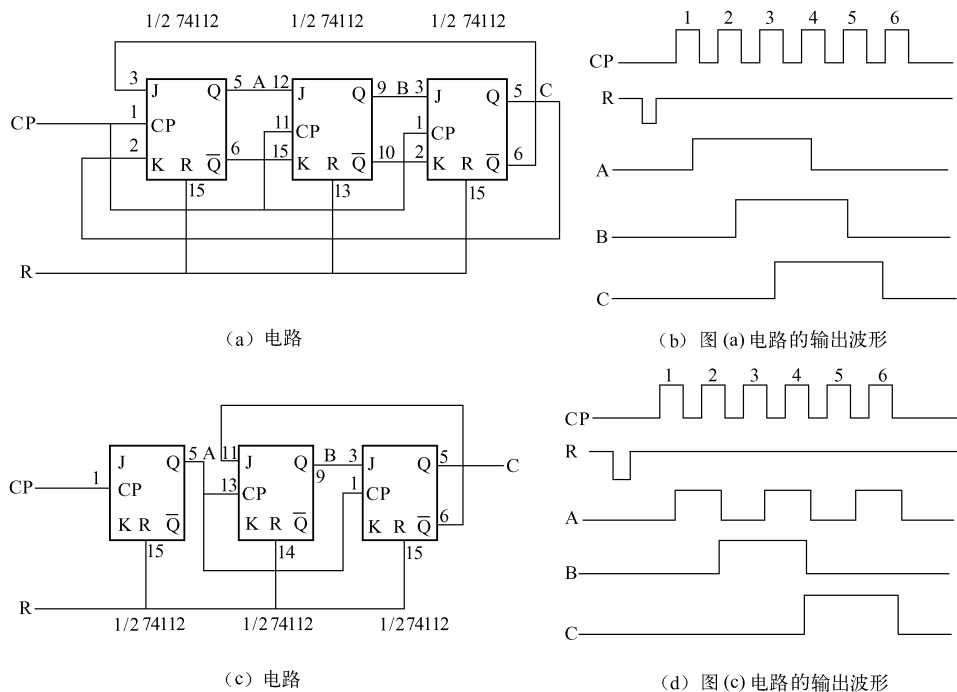


图 23.4 由双稳态触发器组成的六进制计数器/6 分频器

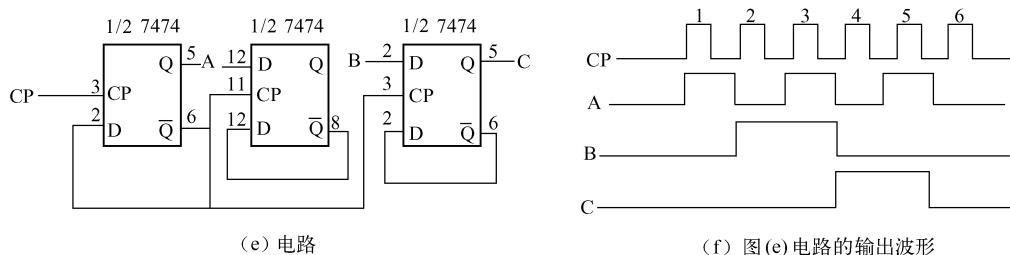


图 23.4 由双稳态触发器组成的六进制计数器/6 分频器 (续)

5. 七进制计数器/7 分频器

由双 J-K 触发器 74109 组成的七进制计数器/7 分频器电路如图 23.5 (a) 所示, 图 (b) 为它的输出波形。

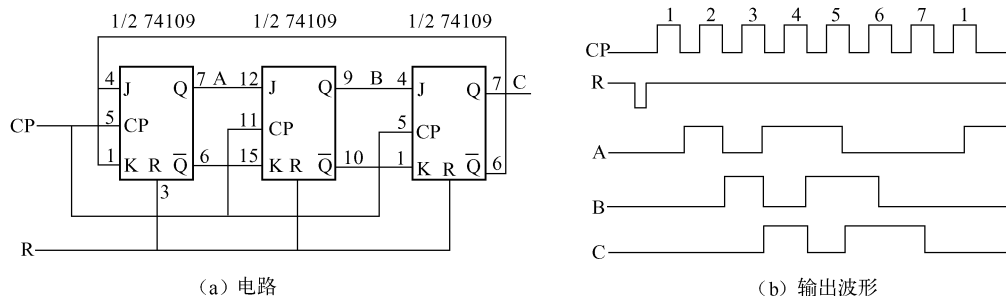


图 23.5 七进制计数器/7 分频器

6. 八进制计数器/8 分频器

三种八进制计数器/8 分频器电路分别如图 23.6 所示。图 (a) 为 J-K 触发器组成的同步计数电路; 图 (b) 为 J-K 触发器组成的异步计数电路, 图 (c) 为它的输出波形; 图 (d) 是由 D 触发器组成的异步计数器电路。

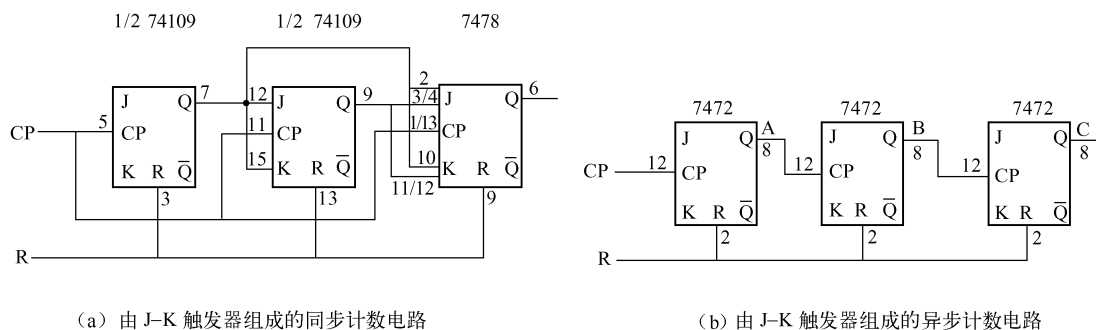
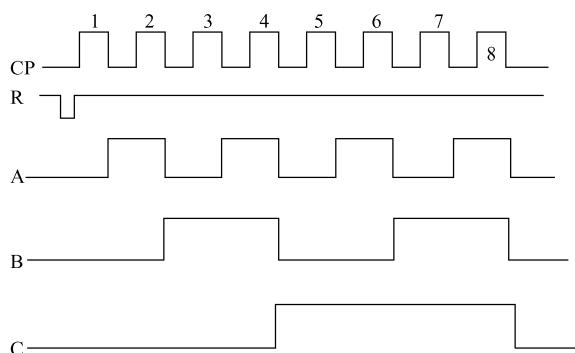
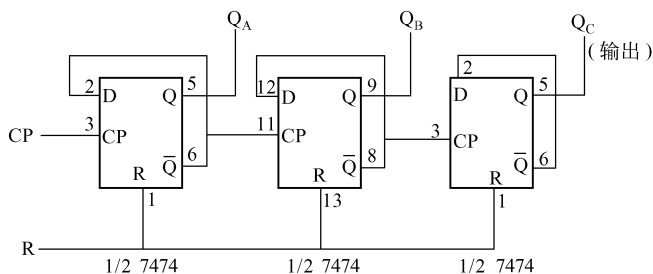


图 23.6 由双稳态触发器组成八进制计数器/8 分频器



(c) 图(b)电路的输出波形



(d) 由 D 触发器组成的异步计数电路

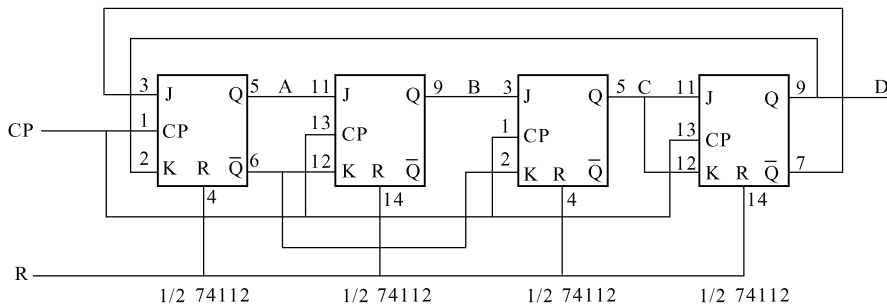
图 23.6 由双稳态触发器组成八进制计数器/8 分频器 (续)

7. 九进制计数器/9 分频器

由 J-K 触发器组成的九进制计数器/9 分频器电路如图 23.7 (a)、(c) 所示, 图 (a) 用 74112 型 J-K 触发器, 是两个独立的触发器; 图 (c) 由 74114 触发器组成, 两个触发器共用一个复位端 R 和时钟端 CP。

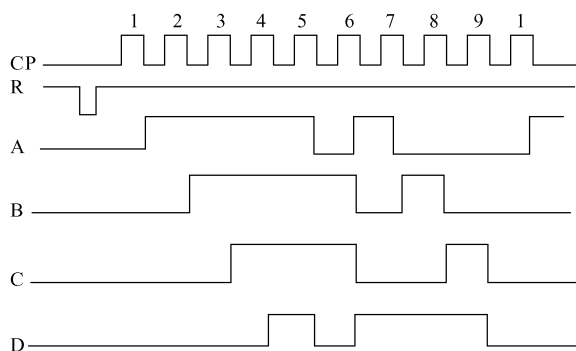
8. 十二进制计数器/12 分频器

由 J-K 触发器组成的十二进制计数器/12 分频器电路如图 23.8 (a) 所示; 由 D 触发器组成的相同进制的电路如图 23.8 (c) 所示。两个电路的输出波形相似, 一个是脉冲的上升沿触发, 另一个是脉冲的下降沿触发。

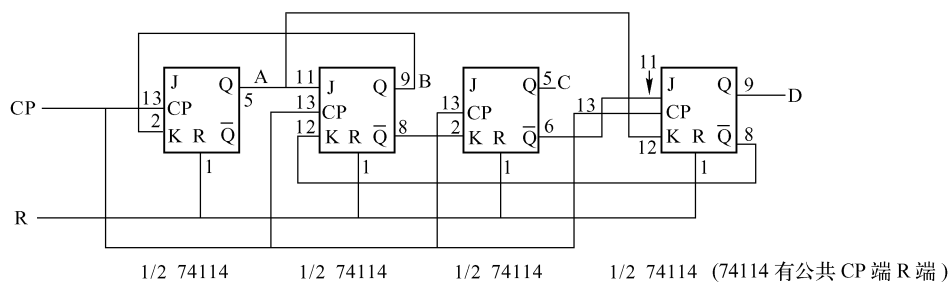


(a) 使用 74112 型触发器

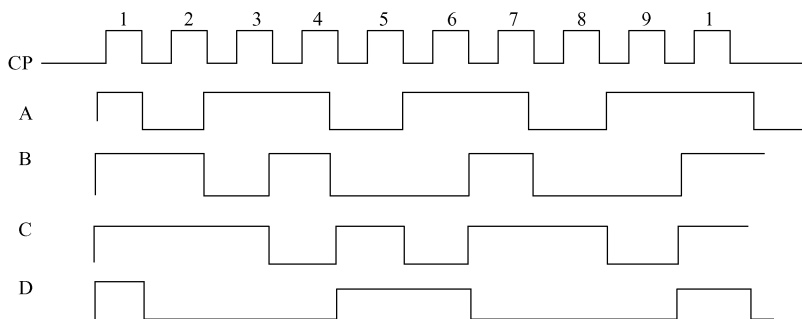
图 23.7 由 J-K 触发器组成的九进制计数器/9 分频器



(b) 图(a)电路的输出波形

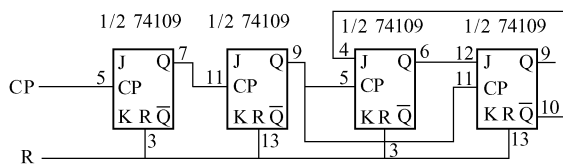


(c) 使用 74114 型触发器



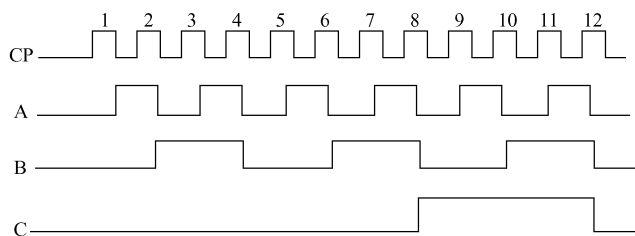
(d) 图(c)电路的输出波形

图 23.7 由 J-K 触发器组成的九进制计数器/9 分频器 (续)

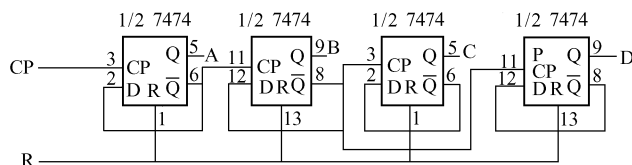


(a) 由 J-K 触发器组成的电路

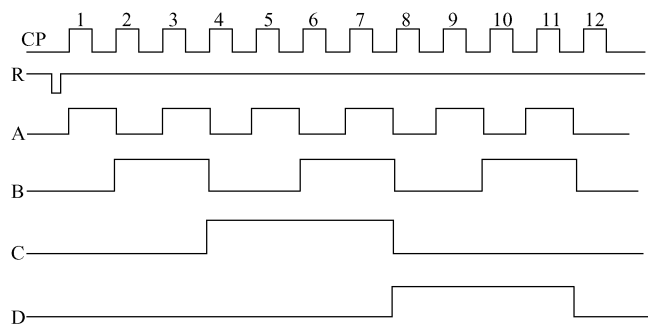
图 23.8 由双稳态触发器组成的十二进制计数器/12 分频器



(b) 图(a)电路的输出波形



(c) 由 D 触发器组成的电路

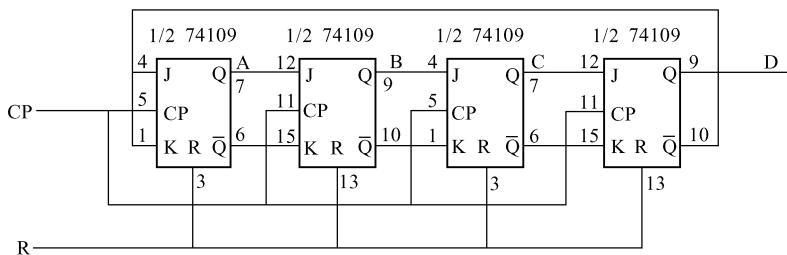


(d) 图(c)电路的输出波形

图 23.8 由双稳态触发器组成的十二进制计数器/12 分频器 (续)

9. 十五进制计数器/15 分频器

由 J-K 触发器组成的两种十五进制计数器/15 分频器电路分别如图 23.9 (a)、(c) 所示, 它们的输出波形分别如图 (b) 和图 (d) 所示。由波形图可以看出, 在第 15 个 CP 脉冲来临时, 各个触发器的输出端 Q 均为 0。



(a) 电路 (一)

图 23.9 由 J-K 触发器组成的十五进制计数器/15 分频器

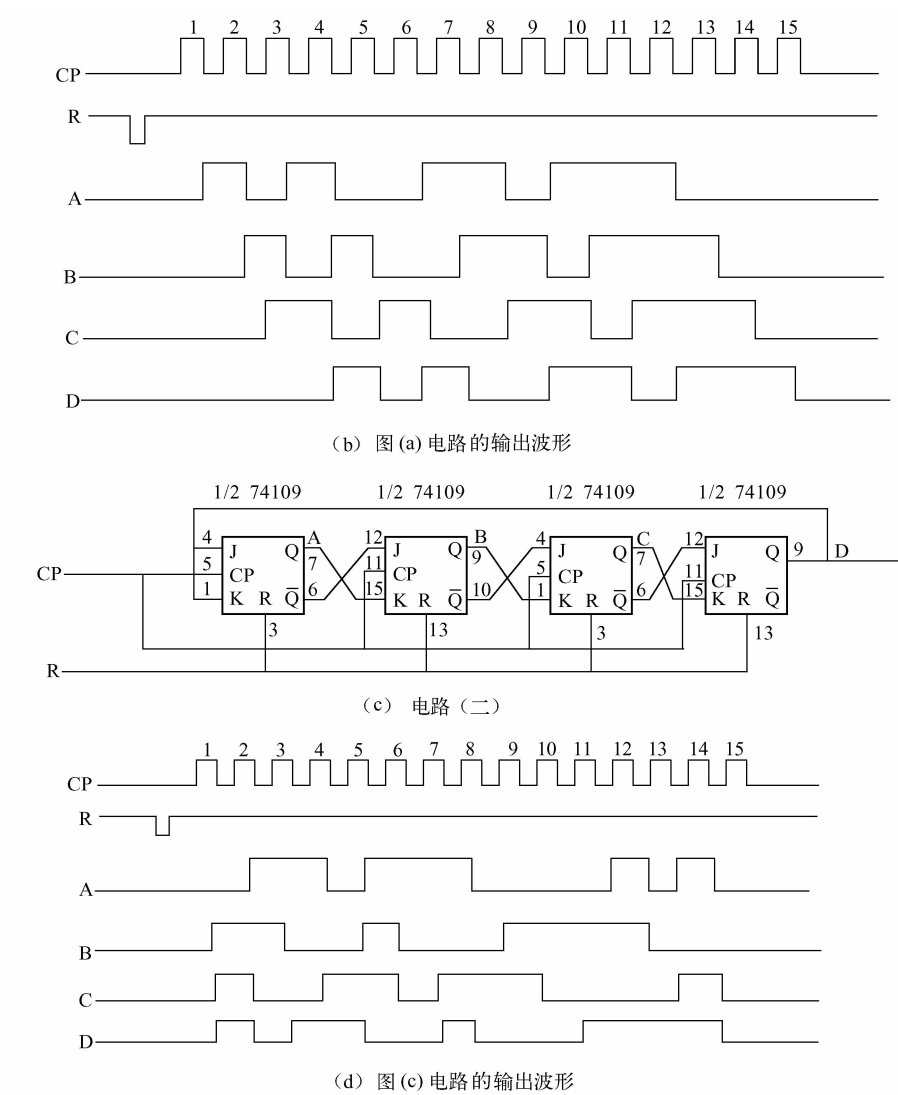


图 23.9 由 J-K 触发器组成的十五进制计数器/15 分频器 (续)

第二节 TTL 异步集成计数器的任意分频电路

TTL 计数器可分为异步计数器和同步计数器, 下面介绍异步计数器的任意分频电路。

一、单级异步计数器的分频

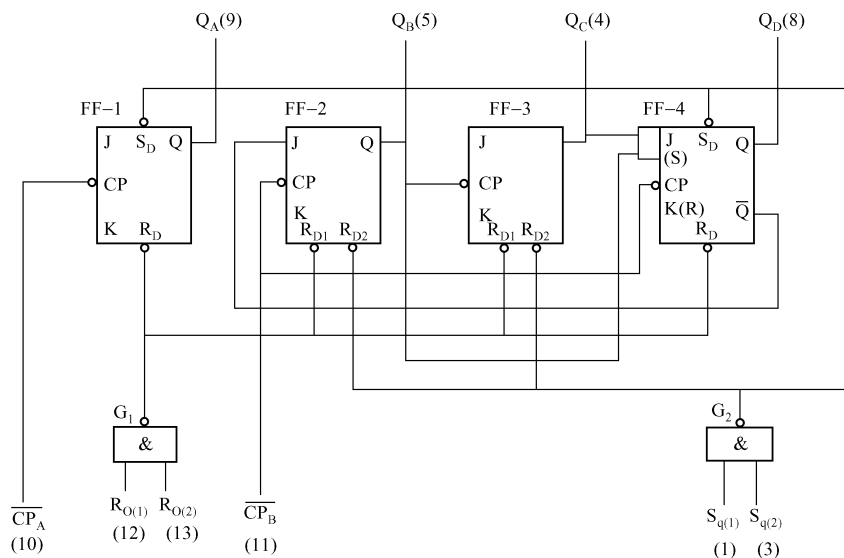
下面以典型的二-五-十进制计数器 SN74290/54290 或 SN74LS290/SN54LS290 为例来说明 74290 的性能、功能及用法。

1. SN74290 异步计数器

(1) SN74290 的逻辑图

SN74290 是 TTL-二-五-十进制计数器, 了解它的逻辑结构, 对灵活应用各种计数器十分

重要。它由 3 个主-从 J-K 触发器、1 个主-从 R-S 触发器和 2 个复位、置位控制的与非门 G_1 、 G_2 组成，它具有两个独立的时钟脉冲输入端 \overline{CP}_A 和 \overline{CP}_B 。SN74290 的逻辑图如图 23.10 所示。



注：(1)、(3)、(4)、…、(13) 括号内的数字为引脚号。

图 23.10 二-五-十进制计数器 SN74290 的逻辑图

(2) 74290 的引脚排列

74290 的引脚排列如图 23.11 所示， Q_D 、 Q_C 、 Q_B 和 Q_A 分别为芯片内部的第四、第三、第二和第一触发器的输出端； \overline{CP}_A 和 \overline{CP}_B 为计数器的计数脉冲输入端，下降沿触发； $R_{0(1)}$ 、 $R_{0(2)}$ 为复位端； $S_{q(1)}$ 、 $S_{q(2)}$ 为置 9 端（1001）。

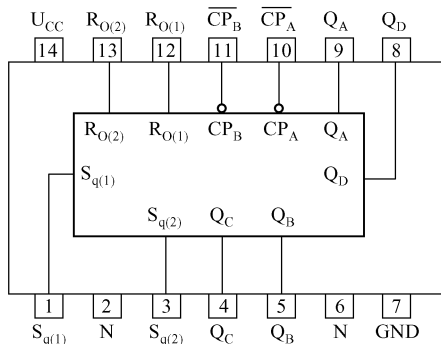


图 23.11 74290 的引脚排列

(3) 电路特点

下列电路特点揭示了应用电路的设计方法：

① 采用 8421 BCD 编码；双时钟输入，十进制计数。

② 可直接置 0 或置 9。

③ 当计数脉冲从 \overline{CP}_A 输入时， Q_A 端输出可得到 2 分频信号。

④ 当计数脉冲从 \overline{CP}_B 输入时，从 Q_D 端可得到 5 分频信号。

⑤ 若将 Q_A 端接到 \overline{CP}_B 端，同时计数脉冲从 \overline{CP}_A 输入，则从 Q_D 、 Q_C 、 Q_B 和 Q_A 可获得 8421 码的十进制输出。

⑥ 当计数脉冲从 \overline{CP}_B 端输入，并将 Q_D 连接到 \overline{CP}_A 端，则从 Q_A 、 Q_D 、 Q_C 和 Q_B 端可得到 5421 码的十进制计数输出，且此时 Q_A 输出的是占空比为 50% 的方波，这个对称的 10 分频输出方波在频率合成或其他需要 10 的幂的场合是有用的。

(4) 异步计数器 74290 的功能

异步计数器 74290 的功能见表 23. 1。

表 23. 1 异步计数器 74290 的功能

输 入				输 出			
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$S_{q(1)}$	$S_{q(2)}$	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
1	1	0	ϕ	0	0	0	0
1	1	ϕ	0	0	0	0	0
ϕ	ϕ	1	1	1	0	0	1
ϕ	0	ϕ	0	计数			
0	ϕ	0	ϕ				
0	ϕ	ϕ	0				
ϕ	0	0	ϕ				

注： ϕ 表示任意值。

从表中可以看出， $R_{0(1)}$ 、 $R_{0(2)}$ 为复位端， $S_{q(1)}$ 、 $S_{q(2)}$ 为置位端（置 9）。当 $S_{q(1)}$ 、 $S_{q(2)}$ 均为 1 时， $Q_D Q_C Q_B Q_A = 1001$ ，计数器被置 9； $R_{0(1)}$ 、 $R_{0(2)}$ 用于置 0 时， $S_{q(1)}$ 和 $S_{q(2)}$ 至少有一个是 0，所以置 9 优先于置 0。如果置位和复位同时进行，则电路的状态将不确定，这是不允许的。

(5) 异步计数器 74290 的真值表

异步计数器 74290 的真值表见表 23. 2。

表 23. 2 异步计数器 74290 的真值表

计 数	输出（条件： Q_A 与 $\overline{CP_B}$ 连接）				输出（条件： Q_D 与 $\overline{CP_A}$ 连接）			
	Q_D (2)	Q_C (4)	Q_B (2)	Q_A (1)	Q_A (5)	Q_D (4)	Q_C (2)	Q_B (1)
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	0
3	0	0	1	1	0	0	1	1
4	0	1	0	0	0	1	0	0
5	0	1	0	1	1	0	0	0
6	0	1	1	0	1	0	0	1
7	0	1	1	1	1	0	1	0
8	1	0	0	0	1	0	1	1
9	1	0	0	1	1	1	0	0

从表中可以看出，当 Q_A 与 $\overline{CP_B}$ 连接时，74290 为 8421 编码；当 Q_D 与 $\overline{CP_A}$ 连接时，74290 为 5421 编码。

当计数脉冲从 $\overline{CP_A}$ 输入时，从 Q_A 输出的是 2 分频信号；当计数脉冲从 $\overline{CP_B}$ 输入时，从 Q_D 输出的是 5 分频信号；当 Q_A 与 $\overline{CP_B}$ 相连，计数脉冲从 $\overline{CP_A}$ 输入，此时 Q_D 、 Q_C 、 Q_B 和 Q_A 的权码依次为 8、4、2、1，为十进制输出。因此，74290 为一个二 - 五 - 十进制计数器。

2. 2 ~ N ~ 16 可变进制计数器 T213

2 ~ N ~ 16 可变进制计数器 T213 是国产器件，在小型专用数字仪表和简易控制系统中用

(1) T213 的逻辑图、引脚及其功能

T213 的逻辑图如图 23.12 所示, 引脚排列如图 23.13 所示。图中, Cr 为清零端; $\overline{\text{CT}}$ 为计数控制端。当 $\overline{\text{CT}}=1$ 时, 计数器第 1 个 J-K 触发器的 $\text{J}=\text{K}=0$, 时钟端 $\overline{\text{CP}}$ 不能使触发器翻转, 计数器执行保持功能; 当 $\overline{\text{CT}}=0$ 时才能有效计数。 $\text{R}_{0(1)} \sim \text{R}_{0(4)}$ 为置 0 输入端; $\text{Cr}=1$ 时, $\text{Q}_D \sim \text{Q}_A$ 均为 0。

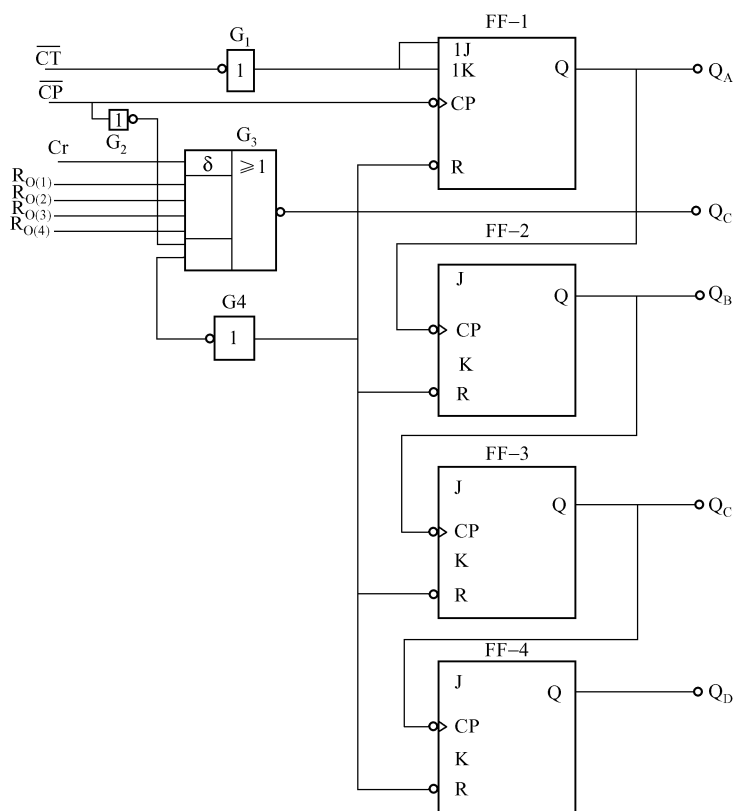


Figure 1 shows the pin configuration of the 74VHC04 hex inverters. The package has 14 pins. The top row of pins (14 to 8) are labeled: 14 (U_{CC}), 13 (R_{O(2)}), 12 (R_{O(3)}), 11 (R_{O(4)}), 10 (Q_D), 9 (Q_C), and 8 (Q_C). The bottom row of pins (1 to 7) are labeled: 1 (R_{O(1)}), 2 (Cr), 3 ($\overline{\text{CP}}$), 4 ($\overline{\text{CT}}$), 5 (Q_A), 6 (Q_B), and 7 (GND). The central block contains labels for R_{O(2)}, R_{O(3)}, R_{O(4)}, Q_D, Q_C, O_C, Cr, CP, CT, Q_A, and Q_B.

图 23.13 T213 的引脚排列

(2) T213 实现 2 ~ 16 分频

通过 $R_{0(1)} \sim R_{0(4)}$ 与 $Q_A \sim Q_D$ 的适当连接, T213 可实现 2 ~ 16 分频, 见表 23.3。例如, 当 $R_{0(1)}$ 与 Q_C 、 $R_{0(2)}$ 与 Q_B 、 $R_{0(3)}$ 与 Q_A 连接时, 则 $Q_D Q_C Q_B Q_A = 0111$, 即为 7 分频计数。

表 23.3 T213 实现 2 ~ 16 分频时 $R_{0(1)} \sim R_{0(4)}$ 与 $Q_A \sim Q_D$ 的连接方式

输 出	分 频 数											
	2、4、 8、16	3	5	6	7	9	10	11	12	13	14	15
Q_D						$R_{0(1)}$	$R_{0(1)}$	$R_{0(4)}$	$R_{0(1)}$	$R_{0(1)}$	$R_{0(1)}$	$R_{0(1)}$
Q_C			$R_{0(1)}$	$R_{0(1)}$	$R_{0(1)}$				$R_{0(2)}$	$R_{0(2)}$	$R_{0(2)}$	$R_{0(2)}$
Q_B		$R_{0(1)}$		$R_{0(2)}$			$R_{0(2)}$				$R_{0(2)}$	$R_{0(3)}$
Q_A		$R_{0(2)}$			$R_{0(3)}$	$R_{0(2)}$		$R_{0(3)}$		$R_{0(3)}$		$R_{0(4)}$

经过计算, 时钟脉冲周期 $T_{CP} = 16t_d$, t_d 为芯片内非门的传输时间, 典型值 $t_d = 15\text{ns}$, 则 $T_{CP} = 240\text{ns}$, $f_{CP} = 4.2\text{MHz}$, 实际取 CP 脉冲的最高频 $f_{CP\max} = 5\text{MHz}$ 。

二、异步计数器/分频应用电路

计数器是一种时序电路, 时序电路输出端的状态取决于输入条件和电路原来所处的状态。计数是一种最简单、最基本的运算。分频是计数的一种形式, 分频输出脉冲的重复频率为输入脉冲重复频率的 $1/N$ (N 为整数, $N \geq 2$)。实际上, 计数器和分频器的逻辑功能是相同的。一般说来, N 进制计数器的进位输出脉冲就是计数脉冲的 N 分频, 即重复频率是 f_{CP}/N 。因此, 就使用而言, 分频器由最高位输出分频模数。计数器存放信息的单元是触发器, 一个触发器有两个状态, 因而由 N 级触发器组成的计数器的输出最多只能有 2^N 个状态, 但计数器的状态数目 M 也可以是小于 2^N 的任何整数 M 。这种计数器称为模数为 M 的计数器。在计数器系列中, $M = 2、5、10$ 的计数器有 SN74290、T210 (异步) 和 SN74160、SN74190 和 SN74190 (同步)。模数为 M 的计数器的最高位输出频率等于输入时钟频率的 $1/M$, 因此, 模数 M 也就代表了计数器的最大分频数, 有时也称为计数器的最大计数长度。

计数器的最高时钟频率 f_m 由下式确定:

$$f_m \leq 1/(Nt_{pd} + t_s)$$

式中, N 为触发器级数; t_{pd} 为一个触发器的平均传输延迟时间; t_s 为选通时间, 即译码输出脉冲宽度。

例如, $t_{pd} = 20\text{ns}$, $t_s = 100\text{ns}$, $N = 4$, 则 $f_m \leq 5.6\text{MHz}$ 。

二进制计数器和十进制计数器可分别作为 2 分频器和 10 分频器使用, 也可以连接成任意模数分频器, 如 3 分频器、6 分频器、9 分频器、11 分频器。

一个 $M = 2^N$ 的分频器, N 即为所需要的触发器数目。这时计数器内的各位触发器组合逻辑状态全部被利用。如果 $M = 2^N$, 只要 $2^{N-1} \leq M \leq 2^N$, 则仍需要 N 个触发器。一个任意计数分频器 (包括 2^N 计数分频器在内) 和它所需要的触发器数目之间的关系为 $2^{N-1} \leq M \leq 2^N$ 。

此式可用表 23.4 直观地表示。

表 23.4 异步计数器 M 与触发器数目 N 的关系

分 频 器	触发器数目
$M = 3$	$N = 2$
$M = 5 \sim 7$	$N = 3$
$M = 9 \sim 15$	$N = 4$
$M = 17 \sim 31$	$N = 5$

下面介绍异步计数器 SN74290 获得任意模数 M 的方法。

1. 复位法

利用 SN74290 的清除端 $R_{0(1)}$ 、 $R_{0(2)}$ 可获得任意模数的计数器。一般是在 M 个时钟脉冲作用下，把计数到 M 时所有触发器输出状态为 1 的输出端连接到一个与非门的输入端 (SN74290 内部有与非门且外引出其两个输入端 $R_{0(1)}$ 和 $R_{0(2)}$)，再利用这个与非门的输出去控制计数器的直接消除端，从而在第 M 个时钟作用下计数器返回到 0 状态，成为模数为 M 的计数器。

用复位法获得任意模数 M 计数器的方法如下：

- ① 按 $2^{N-1} \leq M \leq 2^N$ 求出所需计数器内触发器的级数 N 。
- ② 写出 M 的二进制代码。
- ③ 把计数到 M 时 $Q = 1$ 的触发器的输出端连接到一个与非门的输入端 (在 SN74290、SN74193 内部，这个与非门已集成到芯片上)。
- ④ 把与非门的输出端连接到计数器的复位输入端上。

下面介绍不同模数 M 的计数器。

(1) 模数 $M=6$ 的计数器

模数 $M=6$ 的计数器电路及其输出波形如图 23.14 所示。

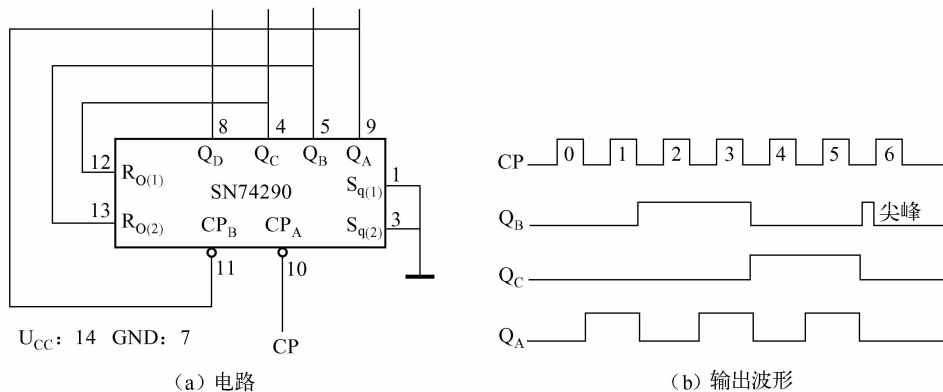


图 23.14 模数 $M=6$ 的计数器电路及其输出波形

SN74290 内部有置 0 与非门 G_1 ，把 Q_C 、 Q_B 直接和复位端 $R_{0(1)}$ 、 $R_{0(2)}$ 相连。当计数器计数到 0110 时，计数器立即返回至 0 状态，从而实现了 $M=6$ 的计数功能。计数器 ($M=6$) 的

功能见表 23.5，波形图见图 23.14 (b)。

表 23.5 计数器 (SN74290, $M=6$) 的功能表

计数 N	输 出			
	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0

由于 Q_B 从 0 变成 1，又立即再由 1 变成 0 状态，因而会产生一个尖峰脉冲，可使逻辑系统产生误动作，使用时需注意。

(2) 模数 $M=7$ 的计数器 (8421 码)

模数 $M=7$ 的计数器电路如图 23.15 所示。 $M=7$ 时，四位计数器的输出为 0111，似乎需要外接一个三输入端与非门才能实现 $M=7$ 的计数。其实不然，只要将 74290 内部的置 1 输入端 $S_{q(1)}$ 、 $S_{q(2)}$ 分别与 Q_B 、 Q_C 相连，当计数到 $Q_C = Q_B = 1$ (6) 时，用 $S_{q(1)}$ 、 $S_{q(2)}$ 输入，将计数器置成 1001，当第 7 个 CP 脉冲来临时，使计数器回到全 0，便实现了 $M=7$ 的计数。其功能见表 23.6。

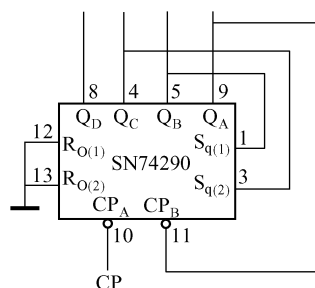


图 23.15 模数 $M=7$ 的计数器 (8421 码) 电路

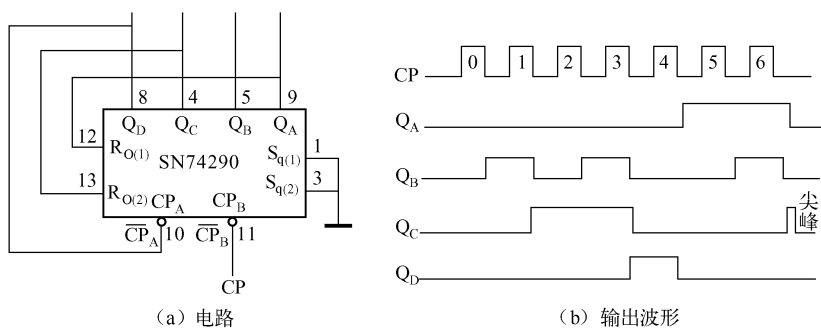
表 23.6 计数器 (SN74290, $M=7$) 的功能表 (8421 码)

计数 N	输 出			
	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	0	0	1

(3) 模数 $M=7$ 的计数器 (5421 码)

5421 编码的 $M=7$ 的计数器电路如图 23.16 (a) 所示，输出波形如图 23.16 (b) 所示。

将输出端 Q_D 与 $\overline{CP_A}$ 相连，CP 脉冲输入至 $\overline{CP_B}$ 端，则 Q_A 成为最高位，这时， Q_A 的频率 $f_{QA} = 0.1f_{CP}$ 。计数器功能见表 23.7。

图 23.16 模数 $M=7$ 的计数器 (5421 码) 电路及其输出波形表 23.7 计数器 (SN74290, $M=7$) 的功能表 (5421 码)

计数 N	输 出			
	$Q_A(5)$	$Q_B(1)$	$Q_C(2)$	$Q_D(4)$
0	0	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	0	1	1	0
4	0	0	0	1
5	1	0	0	0
6	1	1	0	0
7	1	0	1	0

(4) 模数 $M=9$ 的计数器 (5421 码)

5421 编码的 $M=9$ 的计数器电路如图 23.17 (a) 所示, 波形如图 23.17 (b) 所示。电路是将 $\overline{CP_A}$ 与 Q_D 、 $R_{O(2)}$ 相连, Q_A 与 $R_{O(1)}$ 相连, 并作为进位输出端, CP 脉冲从 $\overline{CP_B}$ 输入。计数器功能见表 23.8。

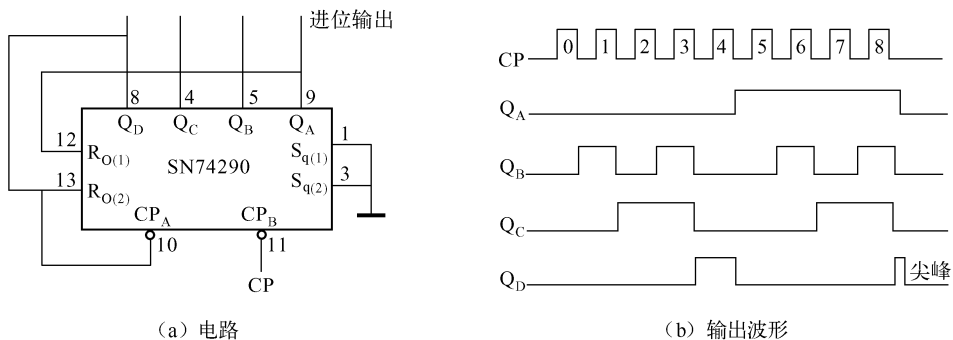
图 23.17 模数 $M=9$ 的计数器 (5421 码) 及其输出波形

表 23.8 计数器 (SN74290, $M=9$) 的功能表 (5421 码)

计数 N	输 出			
	$Q_A(5)$	$Q_B(1)$	$Q_C(2)$	$Q_D(4)$
0	0	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	0	1	1	0
4	0	0	0	1
5	1	0	0	0
6	1	1	0	0
7	1	0	1	0
8	1	1	1	0
9	1	0	0	1

跳

2. 置位法

置位法主要用于计数器芯片内没有置 0 或置 1 的与非门的情况, 这里从略。

3. 任意模数计数器

T213 是可获得任意模数的异步计数器, 不用外接电路, 即可获得 2 ~ 16 之间任意进制的计数, 且电路具有锁存功能, 能可靠工作。

任意模数计数器的连接方法请参阅表 23.9。

表 23.9 T213 任意模数计数器的连接方法

模数 M	$R_{0(1)} \sim R_{0(4)}$ 与 $Q_A \sim Q_D$ 的连接关系			
	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
3	$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$		
5	$R_{0(1)}$		$R_{0(2)}$	
6		$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	
7	$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{0(3)}$	
9	$R_{0(1)}$		$R_{0(2)}$	
10		$R_{0(1)}$		$R_{0(2)}$
11	$R_{0(1)}$		$R_{0(2)}$	$R_{0(1)}$
12		$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{0(3)}$
13	$R_{0(1)}$		$R_{0(2)}$	$R_{0(3)}$
14		$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{0(3)}$
15	$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{0(3)}$	$R_{0(4)}$

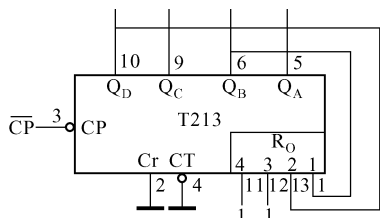
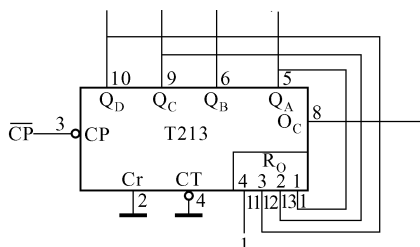
现举两个例子说明应用方法。

(1) 模数 $M=10$ 的计数器

模数 $M=10$ 计数电路如图 23.18 所示, 按表 23.9 的方法, 将 $R_{0(1)}$ 与 Q_B 、 $R_{0(2)}$ 与 Q_D 相连; Cr 、 CT 接地; $R_{0(3)}$ 、 $R_{0(4)}$ 接 1; CP 脉冲从 CP 端输入。

(2) 模数 $M=13$ 计数器

模数 $M = 13$ 计数器电路如图 23.19 所示。将 $R_{0(1)}$ 与 Q_A 、 $R_{0(2)}$ 与 Q_C 、 $R_{0(3)}$ 与 Q_D 相连； Cr 、 CT 接地； $R_{0(4)}$ 接 1；时钟脉冲由 CP 端输入。

图 23.18 模数 $M = 10$ 的计数器电路图 23.19 模数 $M = 13$ 的计数器电路

三、异步计数器的级联

当要求模数 M 较大时，需将异步计数器级联。异步计数器的级联很简单，如果 M 不是质数，可用下列方式级联：

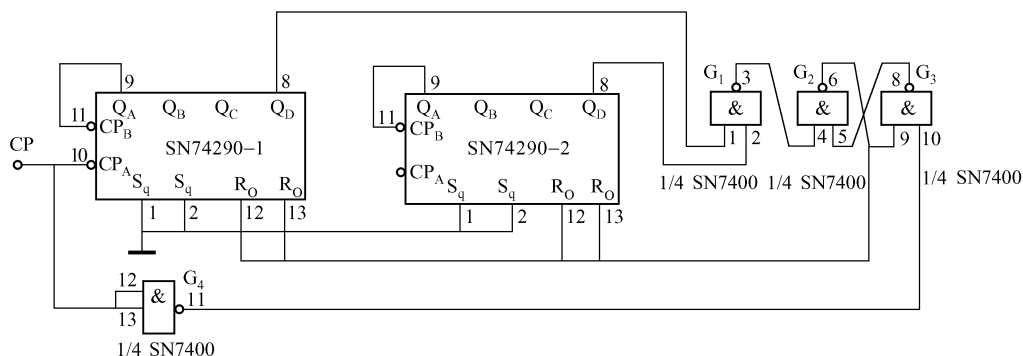
$$M = M_1 + 10M_2 + \cdots \quad (\text{对十进制计数})$$

$$M = M_1 + 16M_2 \quad (\text{对二进制计数})$$

下面说明实施级联的具体方法。

1. SN74290 电路模数 $M = 88$ 的计数器级联

由两片 SN74290、与非门 G_1 、R-S 触发器（由 G_2 和 G_3 组成）和反相器 G_4 组成的模数 $M = 88$ 的计数器电路如图 23.20 所示。

图 23.20 模数 $M = 88$ 的计数器电路

当个位和十位均计数到最大数 8（1000）时，两个 Q_D 端均为 1，从而 G_1 的输出由 1 变成 0，使 R-S 触发器置 1（ $G_2 = 1$ 、 $G_3 = 0$ ）。 $G_2 = 1$ ，则两个 74290 的 R_0 端均为 1，使 SN74290-1、SN74290-2 复 0，达到 $M = 88$ 计数的目的。复 0 后在下一个 CP 脉冲的上升沿来到时使 R-S 触发器复 0，计数又重新开始。

2. SN74290 电路模数 $M = 94$ 的计数器级联

对于 $M = 94$ 的计数器， $M_1 = 4$ ， $M_2 = 9$ ， $M = M_1 + 10M_2 = 4 + 10 \times 9 = 94$ 。此时， $Q_{1D}Q_{1C}Q_{1B}Q_{1A} = 0100$ ， $Q_{2D}Q_{2C}Q_{2B}Q_{2A} = 1001$ ，将 $Q_{1C} = 1$ 、 $Q_{2D} = 1$ 、 $Q_{2A} = 1$ 的三个 1 均输入到

The schematic diagram illustrates a 4-bit parallel adder. It consists of two SN74290-1 and SN74290-2 counters, three SN7410 NAND gates, and one SN7400 NAND gate. The counters are configured to perform a 4-bit parallel addition. The inputs are the carry-in (CP) and the four data inputs (Q_A, Q_B, Q_C, Q_D). The outputs are the four sum bits (S_q, S_q, R_O, R_O) and the carry-out (G_4). The logic gates are used to generate the carry signals (G_1, G_2, G_3, G_4) based on the inputs and the carry-in.

3. SN74290 电路模数 $M=963$ 的计数器级联

4. SN74290 模数 $M=63$ 的分频计数电路

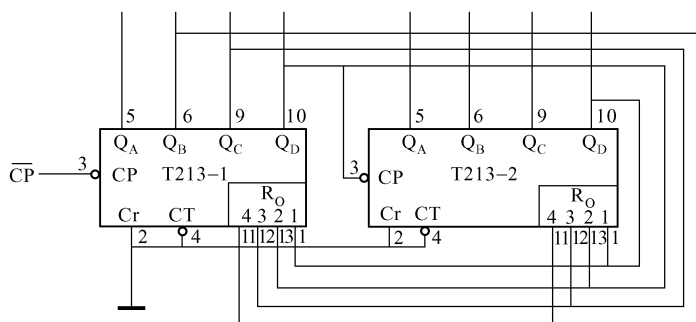
对于 $M=63$ 的分频计数电路, 可采用素数 (质数) 技术, 令第一个计数器进行 7 分频

图中, $Q_{1C} = Q_{1B} = Q_{1A} = 1$ (0111), 将其输入至三输入与门 G_1 , 输出使 $R_{0(1)} = R_{0(2)} = 1$, 将 SN74290-1 复位; $Q_{2D} = Q_{2A} = 1$ (1001), 将其输入至二输入端与门 G_2 , 输出将 SN74290-2 复位。 $M_1 = 7$ 、 $M_2 = 9$ 的电路输出信号经各自的与门后, $G_1 = 1$, $G_2 = 1$, $G_3 = G_1 G_2$, 使 G_3 输出 $f_i/(7 \times 9)$ 的分频信号。

5. T213 电路模数 $M=60$ 的计数器级联

6. T213 电路模数 $M=142$ 的计数器级联

T213 组成的模数 $M=142$ 的计数器电路如图 23.25 所示。T213-1 和 T213-2 的 R_0 相连，因此， $M=M_1+16M_2$ 。根据表 23.9，只能确定 $M_2=8$ ， $M_1=142-16\times 8=14$ 。由表 23.9 可知，需将 T213-1 中的 $R_{0(1)}$ 与 Q_B 、 $R_{0(2)}$ 与 Q_C 、 $R_{0(3)}$ 与 Q_D 相连，T213-2 中的 $R_{0(1)}$ 与 Q_D 相连。

图 23.25 模数 $M=142$ 的计数器电路

第三节 TTL 同步集成计数器的任意计数分频电路

中规模同步计数器中使用较多的有 SN74161、SN74163 等二进制计数器和 SN74160 等十进制计数器。本节以 SN74161/SN74163 为主来说明取得模数 M 的方法。

一、SN74161/SN74163 的引脚及其功能

SN74161 和 SN74163 的逻辑结构不同, 但电路的性能及引脚排列相同。

1. SN7461/SN74163 的引脚排列

SN74161/SN74163 的引脚排列如图 23.26 所示。

2. 引脚功能

$\overline{\text{Cr}}$ 为清零端,低电平有效; S_1 、 S_2 为使能控制端; A 、 B 、 C 、 D 为置数输入端; $\overline{\text{LD}}$ 为预置数控制端,当 $\overline{\text{LD}} = 1$ 时, $S_1 = S_2 = 1$, $\overline{\text{Cr}} = 1$,计数器执行计数; $Q_A \sim Q_D$ 为输出端; Q_{CC} 为进位输出端,平时 $Q_{CC} = 0$,当计数至 $Q_D Q_C Q_B Q_A = 1111$ 时, $Q_{CC} = 1$ 。

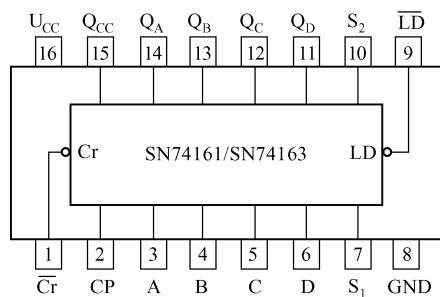


图 23.26 SN74161/SN74163 的引脚排列

二、SN74161/SN74163 的工作模式

SN74161/SN74163 有计数、送数、保持和清除四种工作模式。

1. 计数

当 $\overline{\text{LD}}=1$ 时,使能控制端 $\text{S}_1=\text{S}_2=1$,清除端 $\overline{\text{Cr}}=1$,计数器执行计数。

2. 送数

SN74161/SN74163 计数器具有并行输入数据的功能, 当 $\overline{\text{LD}} = 0$ 、 $\overline{\text{Cr}} = 1$ 时, 计数器处于

清零状态, 此时不论 S_1 、 S_2 为 0 还是 1, 计数器都执行并行送数。

3. 保持

SN74161 有两种保持状态, 在保持状态时, \overline{Cr} 和 \overline{LD} 均应 1, 计数器不进行清零和送数操作。

① 当 $S_1 = 0$ 、 $S_2 = 1$ 时, $\overline{LD} = 1$, 计数器处于保持状态。

② 当 $S_1 = 0$, $S_2 = \phi$ (ϕ 为任意值) 时, $\overline{LD} = \overline{Cr} = 1 \rightarrow Q_{cc} = 0 \rightarrow$ 各触发器处于保持状态。

4. 清除

$\overline{Cr} = 0$ 时, 计数器被清零。

三、同步计数器模数 M 的获得

下面以 SN74161/SN74163 为例来说明同步计数器获得不同模数 M 的方法。

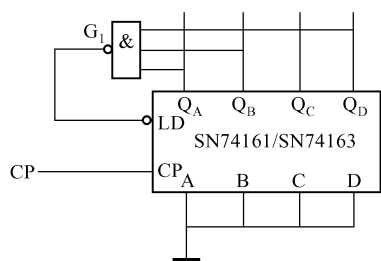


图 23.27 模数 $M=12$ 的计数器电路

1. 预置数端复位法

(1) 模数 $M=12$

以 $M=12$ 为例来说明预置数端复位法, 其电路如图 23.27 所示。当计数器计到第 11 个脉冲时, 其输出为 1011 状态, 此时与非门 G_1 输出由 1 变成 0, 致 $\overline{LD} = 0$, 使计数器执行接收送数操作 (数据 $A = B = C = D = 0$), 下一个 CP 脉冲到来时, 使 $A = B = C = D = 0$ 打入计数器, 从而使计数器复位, 即输出为全 0 状态, 重新开始

计数。该电路的输出是 8421 码。

(2) 模数 $M=10$

模数 $M=10$ 的计数器电路如图 23.28 所示。其工作原理同 $M=12$ 的电路。

(3) 模数 $M=2 \sim 2^{N-1}$

模数 $M=2 \sim 2^{N-1}$ 的计数器电路如图 23.29 所示, 图中与非门 G_1 的三个输入端 a、b、c 与 $Q_A \sim Q_D$ 相连接, 见表 23.10, 按该表可方便地制作出 $2 \sim 2^{N-1}$, 即 $2 \sim 15$ 进制的计数器。

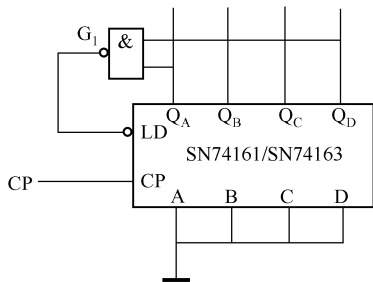


图 23.28 模数 $M=10$ 的计数器电路

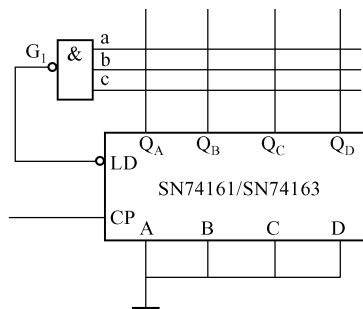


图 23.29 模数 $M=2 \sim 2^{N-1}$ 的计数器电路
(按表 23.10 连接)

表 23.10 $M=2 \sim 2^{N-1}=15$ 的计数器连接表

进 制	与非门输入		
	a	b	c
2	Q_A	1	1
3	Q_B	1	1
4	Q_A	Q_B	1
5	Q_C	1	1
6	Q_A	Q_C	1
7	Q_B	Q_C	1
8	Q_A	Q_B	Q_C
9	Q_D	1	1
10	Q_A	Q_D	1
11	Q_B	Q_D	1
12	Q_A	Q_B	Q_D
13	Q_C	Q_D	1
14	Q_A	Q_C	Q_D
15	Q_B	Q_C	Q_D

2. 用进位输出置最小数

SN74161/SN74163 计数器设置了进位输出端 Q_{CC} ，计数器执行计数功能，当 $Q_D = Q_C = Q_B = Q_A = 1$ 时， Q_{CC} 便产生一个进位脉冲，即 $Q_{CC} = 1$ 。如果将 Q_{CC} 信号经反相器反相后接到预置数控制端 \overline{LD} ，则计数器在输出为 1111 后将执行送数功能，在下一个 CP 脉冲到来时，计数器被置成数据端 A、B、C、D 的状态，然后再以 A、B、C、D 的状态为起点继续计数。因此，改变数据端的数据，计数器的模数 M 将得到相应的改变。

(1) 十进制计数器

用进位输出置最小数方法的十进制计数器电路如图 23.30 所示。十进制计数需使 $M = 10$ ，即 $M = 2^N - (DCBA)_{10} = 16 - (DCBA)_{10} = 10$ 。因此， $(DCBA)_{10}$ 必定为 6，即 DCBA = 0110，也即将数据端 B、C 置 1，A、D 接地，见图 23.30。

(2) 十二进制计数器

对于 $M = 12$ ， $(DCBA)_{10} = 2^N - M = 16 - 12 = 4$ ，即 DCBA = 0100，其电路如图 23.31 所示。

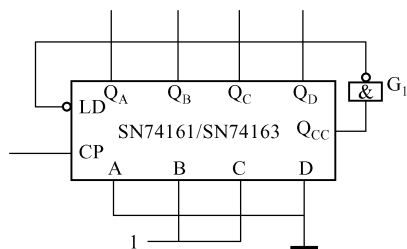


图 23.30 用进位输出置最小数方法的十进制计数器电路

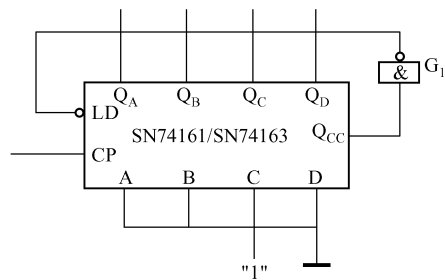


图 23.31 用进位输出置最小数方法的十二进制计数器电路

(3) 构成 $M=2 \sim 15$ 计数器的输入预置端的连接方法

数据输入端的不同连接方法，可构成 $2 \sim 15$ 进制计数器，见表 23.11。

表 23.11 $M=2 \sim 15$ 的计数器输入预置数表

进 制	计数器的置数			
	A	B	C	D
2	0	1	1	1
3	1	0	1	1
4	0	0	1	1
5	1	1	0	1
6	0	1	0	1
7	1	0	0	1
8	0	0	0	1
9	1	1	1	0
10	0	1	1	0
11	1	0	1	0
12	0	0	1	0
13	1	1	0	0
14	0	1	0	0
15	1	0	0	0

用进位输出置最小数方法连接的不同进制计数器的所有 2^N 个状态中，从全 0 到被置数为止的所有状态都是非循环状态。这样，当计数器被清零后，便不能进入预期的循环状态，这给计数器应用带来困难，因此，这种计数器只适用于分频器应用。

3. 用置数端置最大数

(1) $M=12$

一个 4 位二进制计数器的最大计数为 1111 (15)。由于 $2^4 = 16$ ，如果要求 $M=12$ ，则 $16 - M = 16 - 12 = 4$ ，即计数器计到 $15 - (4 + 1) = 10$ ，也即 DCBA = 1010 时，通过与非门 G_1 ， $\overline{LD} = G_1 = 0$ ，使数据端执行并行送数，并在下一个 CP 脉冲作用下被置成 1111 状态，电路如图 23.32 所示。

(2) $M=10$

若 $M=10$ ，则 $16 - M = 16 - 10 = 6$ 。当计数器计到 $15 - (6 + 1) = 8$ 即 DCBA = 1000 时，只用一个反相器的输入端与 Q_C 相连，即可组成一个十进制计数器，电路如图 23.33 所示。

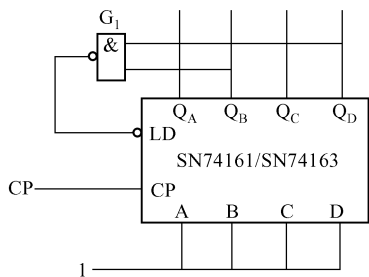


图 23.32 利用置数功能构成的十二进制计数器电路

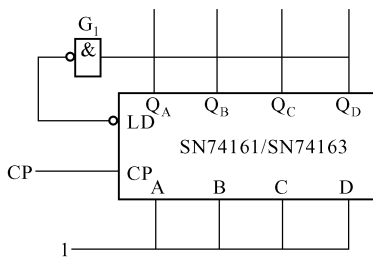


图 23.33 利用置数功能构成的十进制计数器电路

(3) $M = 13$

若 $M = 13$, 则 $16 - M = 16 - 13 = 3$ 。当计数器计数到 $15 - (3 + 1) = 11$, 即 $DCBA = 1011$ 时, 通过一个三输入端与非门, $\overline{LD} = G_1 = 0$, 使数据端起作用, 并在下一个 CP 脉冲作用下被置为 1111 状态, 电路如图 23.34 所示。

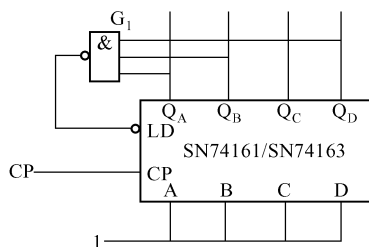


图 23.34 利用置位功能构成的
 $M = 13$ 的计数器电路

4. 同步清零复位法

(1) 模数 $M = 12$

SN74163 具有同步清零功能。由 SN74163 为主体的同步清零复位法构成的 $M = 12$ 计数器电路如图 23.35 所示。当计数器计数到 1011 状态时, $\overline{Cr} = G_1 = 0$, 在下一个脉冲来到时将计数器恢复为 0 状态, 于是清零端由 0 变成 1, 计数器又开始正常计数。计数次序如下: 0, 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 0, 1, 2, 3, ...

(2) 模数 $M = 7$

由同步清零复位法构成的 $M = 7$ 的计数器电路如图 23.36 所示。当计数器计数到 0111 时, $\overline{Cr} = G_1 = 0$, 在下一个脉冲来临时将计数器恢复到 0 状态, 于是 \overline{Cr} 端由 0 变为 1, 计数器又开始正常计数。

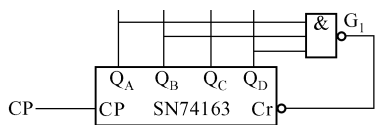


图 23.35 由同步清零复位法构成的
 $M = 12$ 的计数器电路

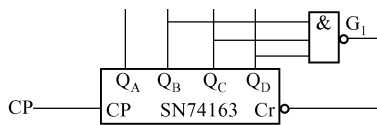


图 23.36 由同步清零复位法构成的
 $M = 7$ 的计数器电路

如若使 $M = 15$, 则应用一个四输入端与非门的四个输入端分别与 Q_D 、 Q_C 、 Q_B 和 Q_A 相连, 其输出端连接 \overline{Cr} 即可。

第四节 CMOS 电路 CD4017 计数器/分频器电路

CMOS 集成电路 CD4017 的名称为十进制计数器/分频器, 它广泛用于计数/分频电路、驱动 LED 电路等多个领域。

一、CD4017 的引脚排列及引脚功能

1. 引脚排列

CMOS CD4017 电路的引脚排列如图 23.37 所示。

2. 引脚功能

(1) 三个输入端 R、CP、 \overline{EN}

R 为清零端, $R = 1$ 时电路清零, 计数时应使 $R = 0$;

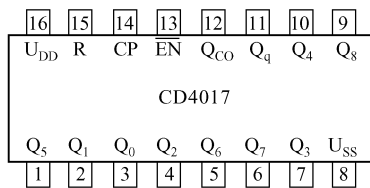


图 23.37 CD4037 引脚排列

CP 为计数脉冲输入端, 脉冲的上升沿触发计数; $\overline{\text{EN}}$ 也为计数脉冲输入端, 脉冲的下降沿触发计数。当脉冲从 CP 端输入时, 应使 $\overline{\text{EN}} = 0$; 当 $\overline{\text{EN}} = 1$ 时, 计数器禁止计数, 故称 $\overline{\text{EN}}$ 为使能禁止端。

(2) 11 个输出端 $Q_0 \sim Q_9$ 、 Q_{CO}

CD4017 有 10 个译码输出端 $Q_0 \sim Q_9$, 每个输出端的状态与计数脉冲时钟的个数相对应, 在任意时刻, $Q_0 \sim Q_9$ 中只有一个输出为高电平, 其他均为低电平; Q_{CO} 为进位输出端, 芯片每计 10 个脉冲时, Q_{CO} 由 0 变成 1。CD4017 各端子的波形如图 23.38 所示。

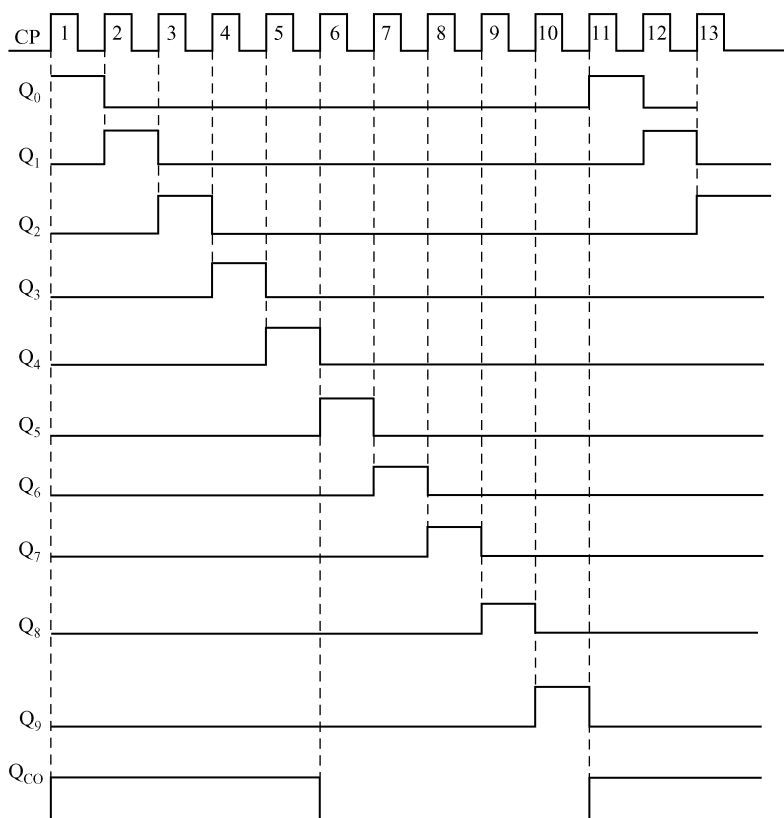


图 23.38 CD4017 各端子的波形 ($R = 0$, $\overline{\text{EN}} = 0$)

(3) 电源端 U_{DD} 、 U_{SS}

在 U_{DD} 端与 U_{SS} 端加直流电压, 一般为 $3 \sim 18\text{V}$ 。

二、CD4017 的计数/分频应用电路

1. N 分频器 (一)

由 CD4017 组成的实用 N ($N = 2 \sim 10$) 分频电路如图 23.39 所示。由 555 组成的晶体振荡器能输出稳定的 100kHz 信号。R 端接多挡开关 S, 当 S 接 Q_N ($N = 2 \sim 9$) 时, 则在 Q_{N-1}

端输出 $f_{in}/(N-1)$ 的分频信号。例如, S 掷于 Q_5 端, 则在 Q_4 端输出 $f_{in}/4 = 25\text{kHz}$ 分频信号。

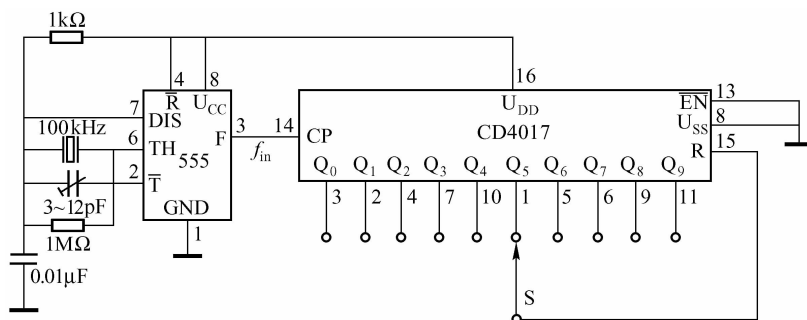


图 23.39 由 CD4017 组成的实用 N ($N=2 \sim 10$) 分频器 (一)

对于 10 分频电路, 只要将 R、 $\overline{\text{EN}}$ 、 U_{SS} 均接地, 则在 Q_{C0} 端输出 $f_{in}/10 = 10\text{kHz}$ 分频信号。另外, 需注意, CD4017 输入的脉冲的上升时间必须小于 $15\mu\text{s}$ 。

2. N 分频器 (二)

由 CD4017 和单稳态电路组成的 N 分频电路如图 23.40 所示。电路的工作原理是: 当第 N 个时钟脉冲的上升沿来临时, 电路中的第 N 个 (图中 $N=5$) 输出端短暂地上升为高电平, 使得由 IC_{2A} 和 IC_{2B} 组成的单稳态电路产生一个 $\tau = 0.69R_1C_1 = 15\mu\text{s}$ 脉宽的脉冲, 此脉冲立即将 CD4017 恢复到 0 状态, 为以后重新计数做好准备。

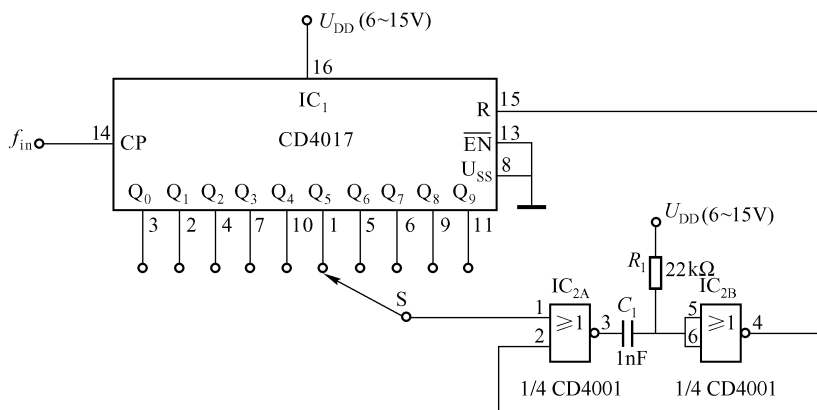


图 23.40 由 CD4017 组成的实用 N ($N=2 \sim 10$) 分频器 (二)

这个电路对于设计成多级 CD4017 的分频电路特别有用。使用该电路需注意, 必须使 $0.69R_1C_1 < 1/f_{in}$, 即单稳态产生的脉冲宽度 ($15\mu\text{s}$) 必须小于输入脉冲的周期。例如, 取 $f_{in} = 60\text{kHz}$, $15\mu\text{s} < 1/60\text{kHz} = 16.7\mu\text{s}$, 电路可正常工作。

3. 三级 10 分频器

可以将任意数量的 CD4017 串联, 组成多级 10 分频电路。图 23.41 所示就是三级 10 分频电

路, 它的第一级进位端 Q_{CO} 与第二级 CP 端, 第二级进位端与第三级 CP 端相连。当第一级计数器计数到 10 个脉冲时, Q_{CO1} 就输出一个进位脉冲, 第二级、第三级, 分别把 Q_{CO1} 、 Q_{CO2} 作为计数脉冲。因此, 第一级、第二级、第三级分别输出 $f_{in}/10$ 、 $f_{in}/100$ 和 $f_{in}/1000$ 的分频信号。

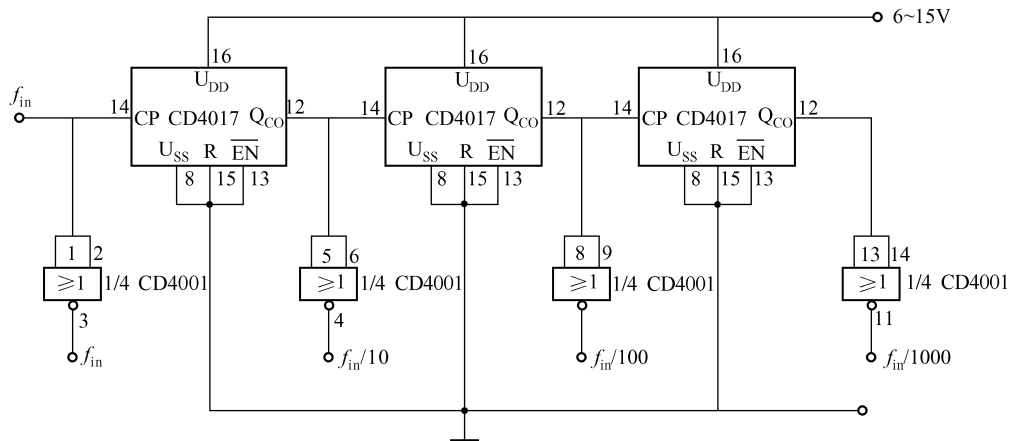


图 23.41 CD4017 组成的三级 10 分频器

图中各个进位输出端均接了一个或非门反相器作为缓冲级, 以保证输出负载不至于降低输出时钟脉冲的上升时间。

4. CD4017 组成的 17 分频器

CD4017 提供了 10 个译码输出端, 但仅有 10 个输出端的计数分频电路有时不能满足工程需求。只要把几只 CD4017 简单连接, 即可获得更多的输出端。由两级 CD4017 组成的 17 分频电路如图 23.42 所示。

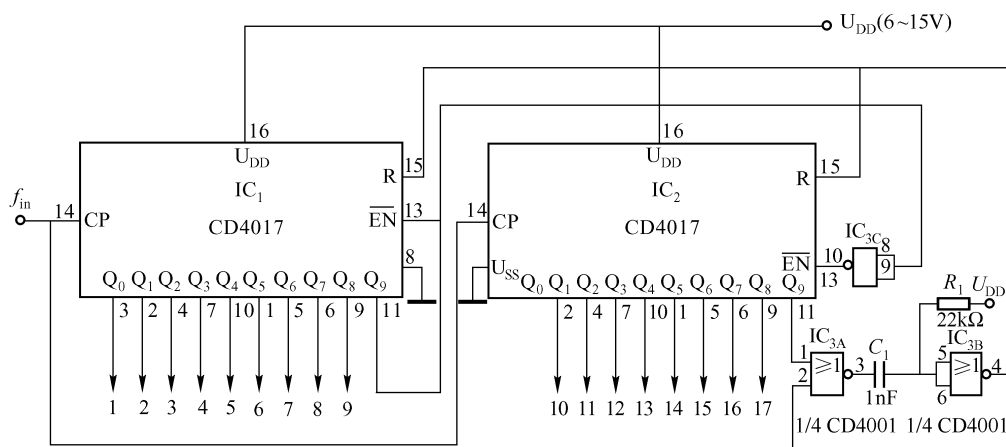


图 23.42 由两级 CD4017 组成的 17 分频电路

电路的工作原理如下:

输入信号 f_{in} 同时加入到 IC₁ 和 IC₂ 的时钟输入端计数, 当计数次数低于 9 时, IC₁ 的第 9

个输出端 Q_9 仍处于低电平, 这个低电平通过 IC_{3C} 使 IC_2 的 \overline{EN} 端为 1, 因此, IC_2 不计数。当第 9 个脉冲来临时, 即 $Q_9 = 1$, 若 $\overline{EN}_1 = 1$, 则 IC_1 不计数; 若 $\overline{EN}_2 = 0$, 则 IC_2 对输入脉冲计数。

当第 18 个脉冲来临时, IC_2 的 $Q_9 = 1$, 它触发了由 IC_{3A} 和 IC_{3B} 组成的 $15\mu s$ 单稳态触发器, 即 IC_{3B} 输出为 1, 使 IC_1 和 IC_2 的复位端 $R = 1$, IC_1 、 IC_2 被清零。

IC_1 的 Q_9 、 IC_2 的 Q_0 和 Q_9 在计数中均为未起到计数作用, 因此, 电路所提供的输出端最多是 17 而不是 20, 并能进行 0 ~ 17 范围内任意数目的计数。(第 18 个脉冲也未计数器计数。)

5. CD4017 组成的 25 分频器

由 CD4017 组成的 25 分频电路如图 23.43 所示。

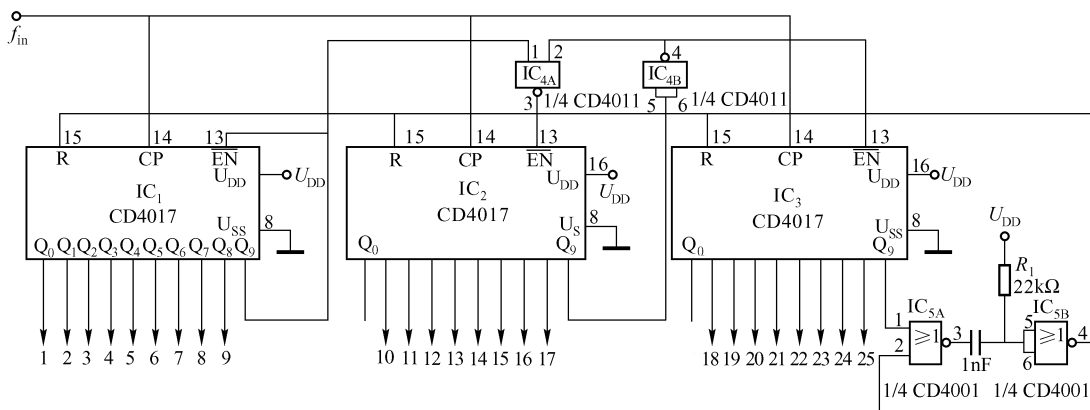


图 23.43 CD4017 组成的 25 分频电路

在第 9 个脉冲来临之前, IC_1 的 $Q_9 = 0$, 通过 IC_{4A} 使 $\overline{EN}_2 = 1$, IC_2 不能计数; IC_2 的第 17 个脉冲来到之前, 其 $Q_9 = 0$, 通过 IC_{4B} 使 $\overline{EN}_3 = 1$, IC_3 也不能计数。

当第 9 个脉冲来临时, 即 IC_1 的 $Q_9 = 1$, 此时, 与非门 IC_{4A} 的两输入端均为 1, 使 IC_2 的 $\overline{EN}_2 = 0$, IC_2 开始计数。与此同时, IC_1 的 $Q_9 = \overline{EN}_1 = 1$, 故 IC_2 不能计数, 并在 IC_2 进行第 10 ~ 17 个时钟脉冲的计数。当 IC_2 的 $Q_9 = 1$ 时, $\overline{EN}_2 = 1$, IC_2 不能计数, 与此同时, $\overline{EN}_3 = 0$, 故 IC_3 开始计数, 计数到第 18 ~ 25 个脉冲为止。当第 26 个脉冲来到时, 通过 IC_{5A} 和 IC_{5B} 组成的单稳态触发器使 $IC_1 \sim IC_3$ 的三个 $R = 1$, 使三级计数器均清零, 之后又开始重新计数。

需注意, IC_1 提供 9 个有效输出信号, IC_2 、 IC_3 各提供 8 个有效输出信号。

6. CD4017 组成的 33 分频器

熟悉了 25 分频器之后, 在此电路基础上, 可以插入连接任意数目的 CD4017, 使电路扩展, 图 23.44 所示电路即为 33 分频器, 其工作原理与 25 分频器相似。

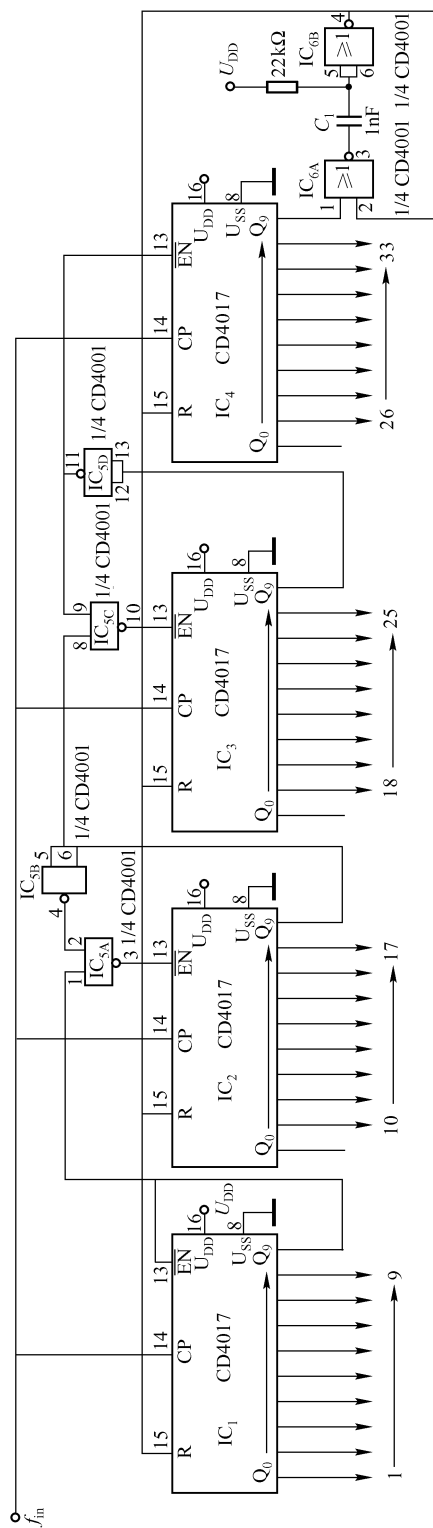


图 23.44 CD4017 组成的 33 分频器

第五节 由比例系数乘法器 SN7497 组成的 N 分频器 (1/N 计数器)

SN7497 广泛用于分频领域, 使用方法简易可行, 本节进行简要介绍。

一、SN7497/5497 简介

SN7497/5497 为 TTL 同步 6 位二进制 (比例系数) 乘法器, 其引脚排列如图 23.45 所示, 其引脚功能见表 23.12。

SN7497/5497 有清零端 R_D , 允许/使能输入端 EN_{IN} , 选通端 ST, 时钟端 CP, 单元/级联输入端 UNITY/CAS, 6 位 BCD 码输入端 $B_0 \sim B_5$ 等 11 个输入端以及输出端 Y、Z, 允许/使能输出端 EN_{OUT} 等 3 个输出端, 另外还有电源端 U_{CC} (5V) 和地 GND。

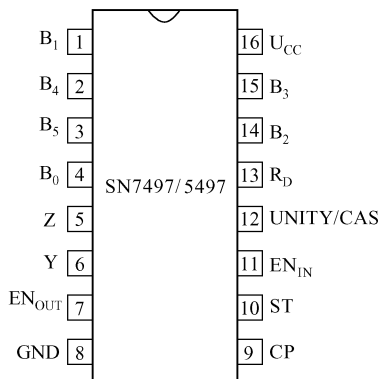


图 23.45 SN7497/5497 的引脚排列

表 23.12 SN7497/5497 引脚功能

输 入						输 出			备注				
清除 (R _D)	使能 (EN _{IN})	选通 (ST)	二进制系数					时钟 (CP) 脉冲数		单元/级联 (UNITY/ CAS)	逻辑电平或脉冲数		
			B ₅	B ₄	B ₃	B ₂	B ₁				B ₀	Y	Z
1	X	1	X	X	X	X	X	X	1	0	1	1	B
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	L	H	1	C
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	C
0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	2	2	1	C
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	4	4	1	C
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	8	8	1	C
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	16	16	1	C
0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	32	32	1	C
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	63	63	1	C
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	H	63	1	D
0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	40	40	1	E

注: H—高电平; L—低电平; X—不定; 1—H = 高电平; 0—L = 低电平输出。Y、Z 列为数字 (1, 2, 4, ..., 63)。

B—清除功能, 时钟和选通的状态会影响 Y 和 Z 的逻辑电平, 如果单元/级联为低电平, 则输出 Y 保持高电平。

C—在系数输入端每个系数均为常数, 但也可以是可变系数输入。

D—单元/级联端 UNITY/CAS 可以用来禁止 Y 输出。

E—输出 $f_{OUT} = \frac{M}{64} f_{IN} = \frac{1 \times 2^5 + 1 \times 2^3}{64} \times f_{IN} = \frac{40}{64} \times f_{IN} = 0.625 f_{IN}$ 。

SN7497/5497 可组成可编程计数器或分频器、比例乘法器等。

二、设计要点

① 当清零端 $R_D = 1$ 时, 不管其他输入端的状态如何, 输出端 Y 被强行置零, 即 $Y = 0$, 但输出端 Z 被强行置 1, 即 $Z = 1$ 。

② 正常工作时, 应使 $R_D = 0$, $EN_{IN} = 0$, $ST = 0$, 随 $B_5 B_4 \cdots B_0$ 由 000000 变化至 111111, Y 输出由 0 变化至 63; 但当 $B_5 B_4 \cdots B_0 = 000000$ 时, Z 输出为高电平 H ($Z = 1$), 只是 $B_5 B_4 \cdots B_0$ 由 000001 变化至 111111 时, Z 输出才为 1 ~ 63。

③ 在 $R_D = 0$, $EN_{IN} = 0$, $ST = 0$ 的情况下, 当单元/级联端 $UNITY/CAS = 0$, $B_5 B_4 \cdots B_0 = 111111$ 时, 输出端 Y 为高电平 H ($Y = 1$), $Z = 63$ 。

④ 当时钟频率为 f_{IN} 时, 输出端 Y 的频率为

$$f_{OUT} = \frac{M}{64} f_{IN}$$

式中, M 为可编程计数器的模数, $M = B_5 \cdot 2^5 + B_4 \cdot 2^4 + B_3 \cdot 2^3 + B_2 \cdot 2^2 + B_1 \cdot 2^1 + B_0 \cdot 2^0$, B_i ($i = 0, 1, \cdots, 5$) 为 8421 码的数。

例如, $M = 101100$, $M_{[10]} = 1 \times 2^5 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^1 = 44$, 则 $f_{OUT} = \frac{44}{64} f_{IN}$ 。

⑤ SN7497/5497 的最高输入频率 $f_{max} = 32\text{MHz}$, 功耗 $P_D = 345\text{mW}$, 使用时不能超过这些极限参数。

三、设计应用电路

1. 试用 SN7492/5497 设计一个 4 分频的计数器

4 分频应使 $M/64 = 1/4$, 即 $M = 16$, $M_{[2]} = 010000$ 。分频电路的详细接线图如图 23.46 所示。

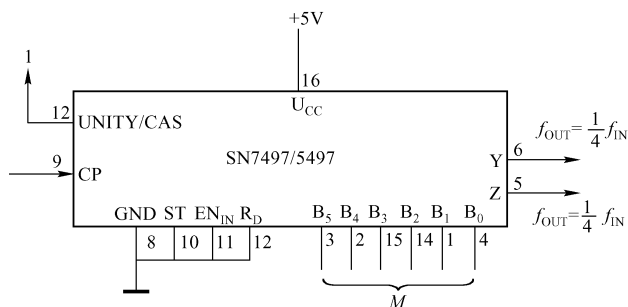


图 23.46 由 SN7497/5497 组成的 4 分频电路

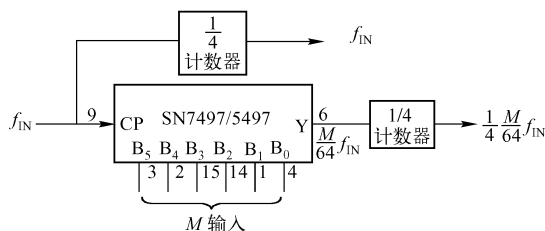


图 23.47 比例乘法器 (分频器) 电路

2. 比例乘法器 (分频器) 电路

由 SN7497/5497 组成的比例乘法器 (分频器) 电路如图 23.47 所示。它广泛应用于分频技术领域。图中的 1/4 计数器可使用 SN7497/5497, 也可使用其他二进制计数器, 1/4 计数器的连接方式同图 23.47。

第六节 可编程（可预置）1/N（ $N=2 \sim 9$ ）计数器设计

一、简介

可编程计数器又称可预置计数器，CMOS 电路和 TTL 电路都有相应的产品。本节主要介绍 MC14510/CD4510/CC4510 的设计要点和设计电路。

MC14510 是可预置数的 2 ~ 10 进制加/减计数器，其引脚排列如图 23.48 所示。

二、MC14510 的基本功能和设计要点

1. MC14510 的基本功能

MC14510 功能表见表 23.13。电路具有清零、预置数（编程）、加计数和减计数等四种基本功能。设计应用电路时，应考虑几个端子的使用和输入频率最大值 f_{\max} 的限制。

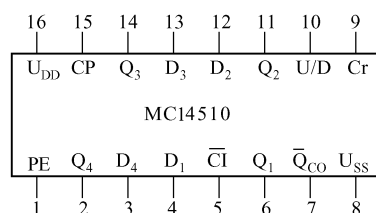


图 23.48 MC14510 的引脚排列

表 23.13 MC14510 的功能表

CP	$\overline{\text{CI}}$	U/D	PE	Cr	功 能
ϕ	ϕ	ϕ	1	0	预置数
ϕ	ϕ	ϕ	ϕ	1	清零
ϕ	1	ϕ	0	0	不计数
\neg	0	1	0	0	加计数
\neg	0	0	0	0	减计数

2. 设计要点

(1) Cr (R)

Cr 为清零端，不管其他输入状态如何，只要在 Cr 上加高电平或正脉冲，则所有的输出端 $Q_1 \sim Q_4$ 都被强制置 0；不执行清零时，则 Cr 应为 0。

(2) $D_1 \sim D_4$ 和 PE

$D_1 \sim D_4$ 为预置数据端，PE 为预置控制端。当 $\text{PE} = 1$ 时，可将 $D_1 \sim D_4$ 上的数据传送到 $Q_1 \sim Q_4$ 上。

(3) $\overline{\text{CI}}$

$\overline{\text{CI}}$ 为进位输入端，是为了级联方便而设置的。 $\overline{\text{CI}} = 1$ 时，电路不计数； $\overline{\text{CI}} = 0$ 时，电路正常计数。

(4) U/D

U/D 为加/减计数控制端， $\text{U/D} = 1$ 时，计数执行加计数； $\text{U/D} = 0$ 时，计数执行减计数。

(5) \overline{Q}_{CO}

\overline{Q}_{CO} 为进位输出端。当电路无进位输出时, $\overline{Q}_{CO} = 1$; 当电路有进位输出时, $\overline{Q}_{CO} = 0$ (负脉冲)。电路有无进位输出, 取决于计数器的计数值。在加计数状态, 若计数器的内容为 1001, 则 \overline{Q}_{CO} 输出一负脉冲; 在减计数状态, 计数器的内容为 0000 时, 有借位输出。

(6) f_{\max}

f_{\max} 是电路的最高输入频率, 当输入频率超过 f_{\max} 时, 电路无法正常计数。 f_{\max} 分别为 2MHz ($U_{DD} = 5V$)、4MHz ($U_{DD} = 10V$)、5.5MHz ($U_{DD} = 15V$)。

三、应用电路设计

试设计一个分频器, 分频系数 $N = 2 \sim 9$ 。选用 MC14510/CD4510 计数器的设计方法如下:

① 设定电源电压 $U_{DD} = 10V$, 此时 $f_{\max} = 4MHz$, 只要输入频率 $f_{IN} \leq 4MHz$ 即可。

② 电路的输出频率为 $f_{OUT} = f_{IN}/N$ 。

③ 编程范围 $N = 2 \sim 9$, 即 $D_4 D_3 D_2 D_1 = 0010 \sim 1001$ 。若 $N = 4$, 则 $D_4 D_3 D_2 D_1 = 0100$, 即将 D_4 、 D_2 、 D_1 接 0 (地), D_3 接 1 (U_{DD})。

④ 因为是分频应用 (即减计数), U/D 端应接低电平, 电路正常工作时 \overline{CI} 应接低电平, Cr 接低电平, 即三者均接地。

⑤ 将 \overline{Q}_{CO} 通过非门接至 PE 端。这里的 PE 为 0 与 1 的变值, 由输出进位端 \overline{Q}_{CO} 决定。

N 分频电路及其各端波形如图 23.49 所示。

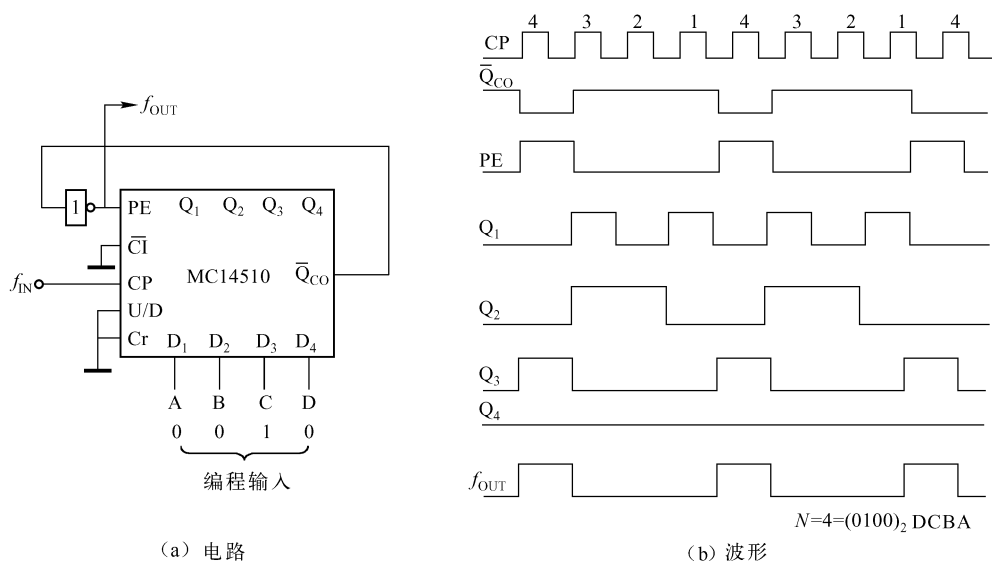


图 23.49 可编程 (可预置) $1/N$ ($N = 2 \sim 9$) 分频器

第二十四章 触摸、定时/延时、 双稳及人体感应开关

第一节 触摸式手电筒开关

有些手电筒用过一段时间后就因开关接触不良而报废，下面介绍的手电筒开关使用寿命极长。

触摸式手电筒开关电路如图 24.1 所示，电路主要由达林达复合管 VT_1 、 VT_2 等组成。电源用 9V 叠层电池，触摸片由敷铜板制作，缝隙宽窄不限。灯泡用 2.5 ~ 3.0V、0.15A 的手电筒通用型产品即可， VT_1 与 VT_2 的 β 应在 100 左右。

该电路还可用于其他需瞬时接通的场合。

第二节 超高亮度 LED 触摸开关手电筒电路

超高亮度发光二极管（LED）的发光效率高，广泛用于建筑装饰，装璜和照明系统。

下面介绍的超高亮度 LED 触摸开关手电筒电路如图 24.2 所示。只要用手触摸一下金属触摸片，LED 就发光；手离开触摸片，LED 便熄灭。

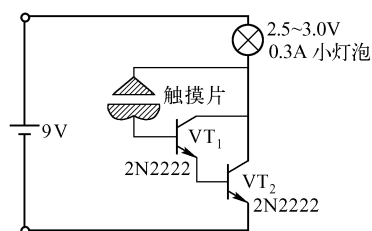


图 24.1 触摸式手电筒开关

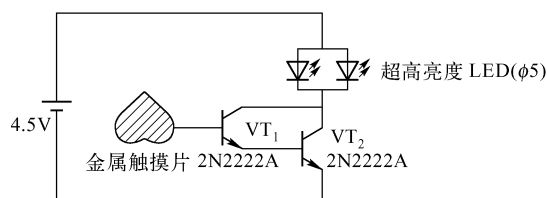


图 24.2 超高亮度 LED 触摸开关手电筒电路

由 VT_1 、 VT_2 组成的达林顿复合管， $\beta = \beta_1 \beta_2$ 值很高，输入电阻也很高， $r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2}$ 。因此，用手触摸金属片产生的信号，足以驱使 VT_1 、 VT_2 导通。

用 3 节 5 号电池时，LED 发光的压降约为 1.40V，超高亮度的 LED 发光时的正向压降一般为 3V 左右。电路的电源一般为 4.5 ~ 6.0V。

晶体管的选择一般选用中小功率的高 β 、高 r_{be} 的管子。为了提高灵敏度，第一个管子应选用高 β 值的，第二个管子应选用高 r_{be} 值的。

第三节 由 CMOS 反相器组成的触摸开关

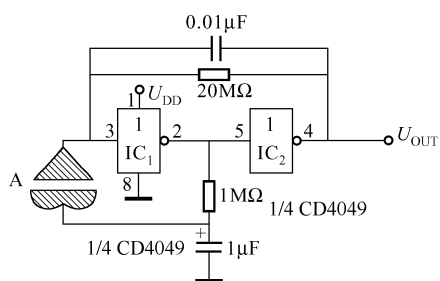


图 24.3 由 CMOS 反相器 CD4069/CD4049 组成的触摸开关

由 CMOS 反相器 CD4069/CD4049 组成的触摸开关电路如图 24.3 所示。这是一个简单可靠的触摸开关电路。CMOS 电路具有极高的输入阻抗，比人体阻抗高三个数量级，因此，适宜制作触摸开关。该电路用同一个触摸片实施开和关两种功能，两个反相器正反馈连接，接通电源瞬间，输出端总是处于一个稳定电平上，或高电平或低电平。当手碰到触摸片 A 时，人体的感应信号施加于第一级反相器 IC 的输入端上，电路把 IC₁ 的输出反馈到其输入端，使其输出翻转并锁定。CD4069 可用 CD4049 代替，

但应注意其引脚并非一一对应。触摸片可用钢锯在敷铜板上锯一缝隙制成。

第四节 R-S 触摸驱动电路（一）

由两个 CMOS 与非门可组一个 R-S 触发器，在两个与非门的输出端各接一个晶体管驱动器，即可组成 R-S 触摸驱动电路，如图 24.4 所示。电路性能稳定工作可靠，电源电压范围宽，3~15V 均可正常工作。

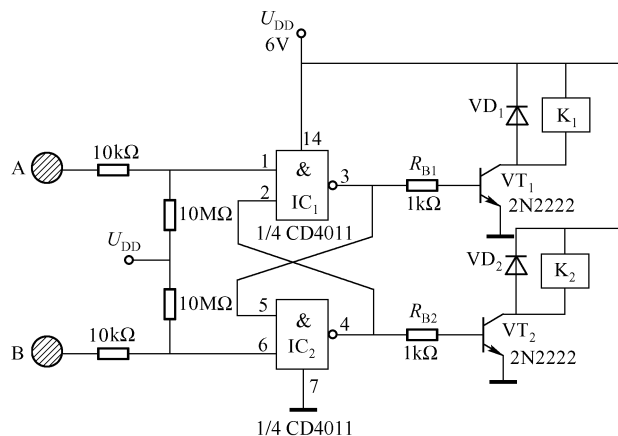


图 24.4 R-S 触摸驱动电路（一）

该触摸驱动电路可驱动继电器、LED 等负载，驱动继电器时，需注意选用与电源电压相对应的电压的线圈。

该电路可用交流整流稳压电源，也可选用直流电池。

当触摸 A 时，IC₁ 输出为高电平，VT₁ 导通 K₁ 吸合；触摸 B 时，IC₂ 输出为高电平，VT₂ 导通 K₂ 吸合。

第五节 R-S 触摸驱动电路（二）

由或非门 IC_1 、 IC_2 ，晶体管 VT_1 、 VT_2 ，高阻值电阻 R_1 、 R_2 和触摸金属片 A、B 组成的 R-S 触摸驱动电路如图 24.5 所示。

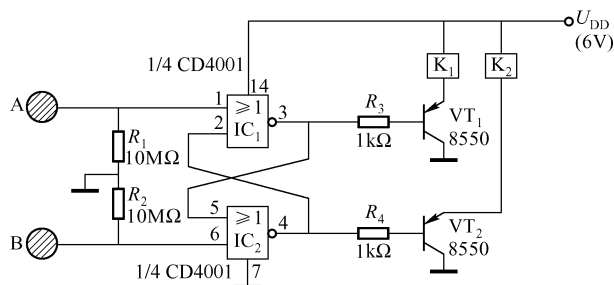


图 24.5 R-S 触摸驱动电路（二）

当用手触摸 A 时， VT_1 导通， K_1 吸合； VT_2 截止， K_2 释放。触摸 B 时， K_2 吸合。

电路原理是：通电瞬间，假定 IC_1 输出高电平，即 $U_1 = 0$ ， K_1 释放。两触摸片之间对地各接一个 $10M\Omega$ 电阻。当触摸 A 时，人体的感应信号加在 R_1 上，亦即加在 $10M\Omega$ 电阻上，由于人体电阻远小于 $10M\Omega$ 电阻，因此，人体感应信号基本无损失地加在 IC_1 的输入端 1 上，即 $U_1 = 1$ ，于是 IC_1 的输出端 $Y_1 = 0$ ，故 VT_1 导通 K_1 吸合（ K_2 释放）。

R_1 、 R_2 为触摸翻转的灵敏电阻， R_1 （或 R_2 ）越大，加在 1 脚（或 6 脚）上的感应电压越大， IC_1 （或 IC_2 ）就越容易翻转。当 $R_1 = R_2 = 10M\Omega$ 时， $U_1 = 2.00V$ ； $R_1 = R_2 = 20M\Omega$ 时， $U_1 = 2.30V$ ； $R_1 = R_2 = 100M\Omega$ 时， $U_1 = 2.56V$ 。对 6V 电源而言，输入 2V 以上基本可认为是高电平。 U_1 和 U_2 分别为 IC_1 的 1 脚和 2 脚上的电压。

若将继电器负载改为 LED，电路的触摸转换效果很好。

第六节 R-S 触摸通/断开关

或非门 IC_1 和 IC_2 组成了 R-S 触发器，再接上交叉反馈电阻 R_3 、 R_4 和触摸片 A、B 便组成了如图 24.6 所示的触摸通/断开关。

接通电源的瞬间， IC_1 、 IC_2 哪个输出高电平取决于两个或非门实际的电路参数。触摸 A 片控制 LED_1 的导通条件，触摸 B 片控制 LED_2 的导通条件。

IC_1 和 IC_2 的输出端加接晶体管驱动器，则该电路可驱动继电器和多个 LED。

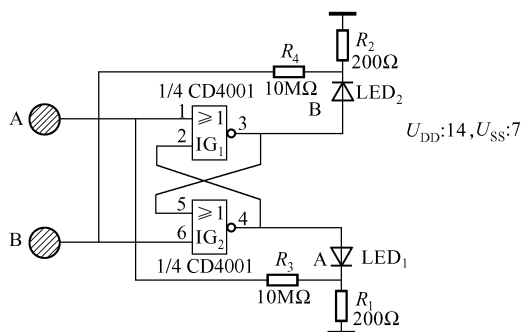


图 24.6 R-S 触摸通/断开关

第七节 D 触发器双稳触摸开关

由 D 触发器 CD4013 组成的双稳态触摸开关电路如图 24.7 (a) 所示, IC_{1a} 组成单稳态电路, IC_{1b} 组成双稳态电路。当触摸金属片时, CD4013 的 S_1 端便产生图 24.7 (b) 所示的第一个脉冲, 双稳态电路 IC_{1b} 的 Q_2 端便翻转为高电平; 第二次触摸金属片时, IC_{1a} 的 S_1 端产生第二个脉冲, 双稳态电路 IC_{1b} 便翻转为低电平。

图 24.7 中的 $1M\Omega$ 电阻起保护作用, 防止静电感应电压损坏 S_1 输入端。

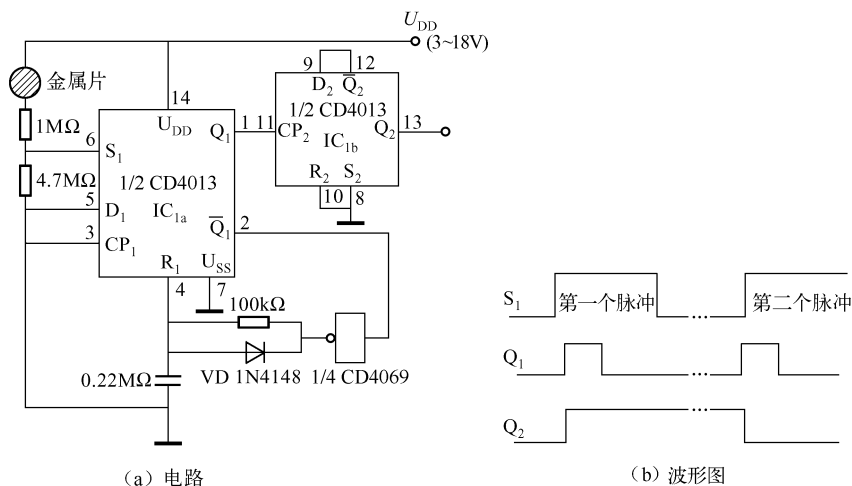


图 24.7 D 触发器 CD4013 组成的双稳态触摸开关

第八节 触摸控制双稳白炽灯电路

触摸控制双稳白炽灯电路如图 24.8 所示。电路由 CMOS 双 D 触发器 CD4013 组成。

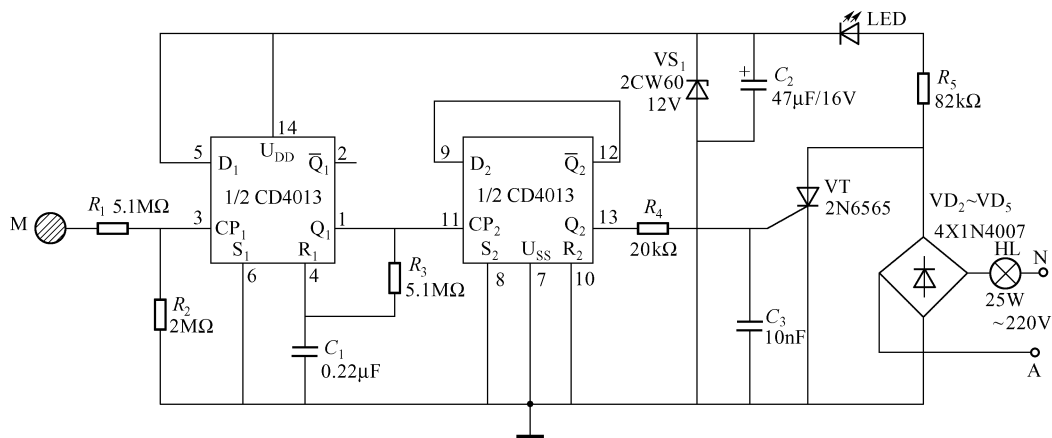


图 24.8 触摸控制双稳白炽灯电路

当触摸金属片 M 时, 人体泄漏电流信号在 R_2 上产生压降, 即将正信号加到时钟端 CP_1 上, 暂稳态电路进入暂稳态, 即 Q_2 变为高电平, 此高电平通过 R_3 向 C_1 充电, 当 R_1 端 (4 脚) 上升到复位电平时, 单稳态复位, 1 脚恢复低电平。所以, 每触摸一下 M, 1 脚就输出一个固定展宽的正脉冲。

CD4013 的另一半组成双稳态电路, CP_2 端每接收一个正脉冲, D_2 就翻转一次, 即 Q_2 (13 脚) 的电平就改变一次。

当 $Q_2 = 1$ 时, 便触发了晶闸管 VT, 灯点亮, 此时 VT 的控制极一直保持高电平; 当再触摸一下 M 时, $Q_2 = 0$, VT 的控制极无触发信号, 市电过零时晶闸管关断, 灯熄灭。

第九节 触摸式双稳态开关电路

所谓双稳态开关是指用同一个常开触点开关来控制电路通断的开关装置。图 24.9 所示电路是用触摸 CK 的方式来控制继电器 K 的吸合与释放, 即触摸一次 CK, 继电器 K 吸合, 再触摸一次 CK, K 释放, 再用 K 的触点来控制其他电路或设备。

D 触发器 CD4013 接成 T 触发器。通常, M 点的电位 $U_M = 0$, 当触摸 CK 时将电源接通, U_{DD} 通过接触电阻 R_{CK} 和 $100k\Omega$ 电阻对电容 ($0.1\mu F$) 充电, 当充电至高电平, 即 $U_M = 1$ 时, 使 D 触发器翻转为高电平, 晶体管 VT 导通, 继电器 K 吸合。之后, $0.1\mu F$ 电容通过 $1M\Omega$ 电阻放电至低电平, 为下一次触摸翻转做准备。因为 D 为双稳态触发器, 故 $Q = 1$ 一直保持下去。当再触摸 CK 时, D 触发器再次翻转, 使 $Q = 0$, VT 断电, K 释放。

图 24.9 (a) 所示电路的优点是电路简单, 缺点是有时开关出现抖动现象。

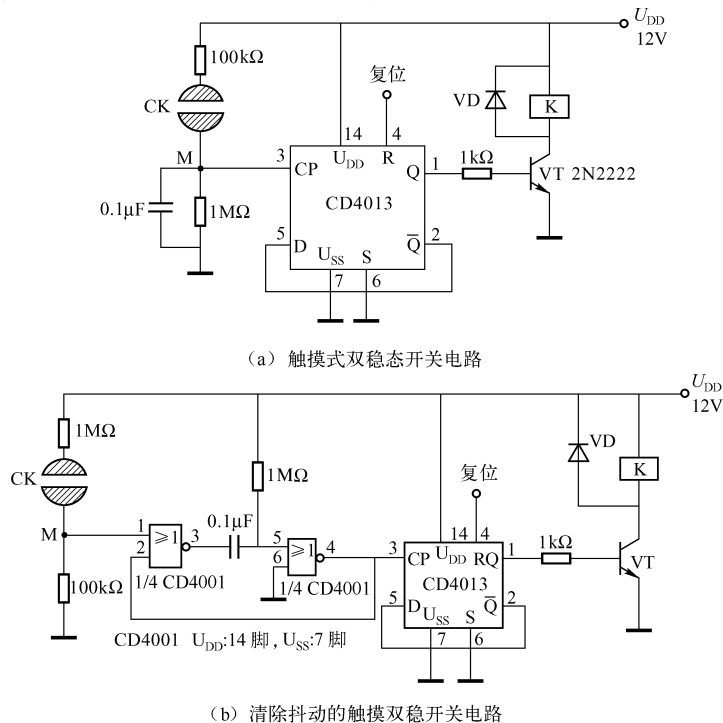


图 24.9 触摸式双稳态开关电路

克服抖动现象可用图 24.9 (b) 所示电路。该电路不是将 M 点直接接到 CP 端, 而是接一个由 CD4001 或非门组成的单稳态电路, 它将触摸 CK 所产生的脉冲展宽, 其固定宽度的脉冲再去触发双稳态触发器 D。

触摸片 CK 用敷铜板制作, 用锯锯出一窄缝即可, 缝隙的大小和触摸电阻 R_{CK} 有关。

第十节 555 触摸双稳电路

555 触摸双稳电路如图 24.10 所示。触摸金属片 M_1 时, 555 的输出 (3 脚) 变为低电平, 继电器 K_1 吸合; 触摸金属片 M_2 时, 555 的输出变为高电平, 继电器 K_2 吸合。利用 K_1 、 K_2 的常开、常闭触点可对其他电器或电路进行控制。

电路设计要点如下:

① 电路需选用交流整流稳压电源。如果选用电池直流电源, 触摸效果不好, 甚至继电器不动作。

② 交流整流稳压电源应选 9V 以上, 6V 或 6V 以下电源触摸无效果。

③ 继电器的选择。该电路用 9V 电源, 触摸 M_1 时, 3 脚输出低电平, 继电器 K_1 两端电压为 8.42V (此时 K_2 上的电压为 0.53V); 触摸 M_2 时 3 脚输出高电平, 继电器 K_2 两端电压为 7.45V (此时 K_1 两端电压为 1.51V)。故 K_1 应选择 9V 继电器; K_2 可选择 9V 或 6V 继电器。

④ 8 脚对 3 脚和 3 脚对 1 脚 (地) 也可接 LED ($\phi 5$) 与 430 Ω 电阻串联支路, 以便观察电路状态的转换。

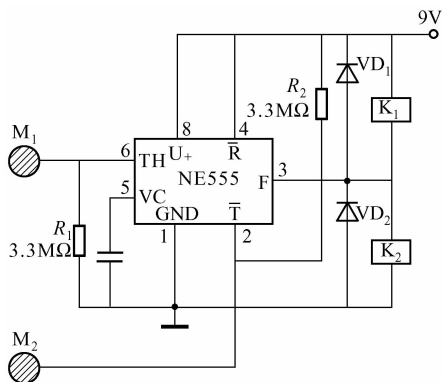


图 24.10 555 触摸双稳电路

第十一节 555 触摸式触发电路

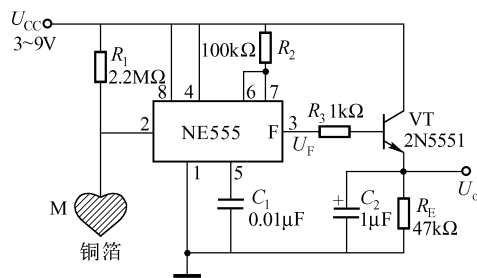


图 24.11 555 触摸式触发电路

由时基电路 555 和单管放大电路组成的触摸式触发电路如图 24.11 所示。555 组成一单稳态触发器, VT 组成一射极输出器。接通电源但不触摸金属片 M 时, 555 的输出电压 $U_F = 0$, 射极输出器的输出电压 U_o 也为 0, 当触摸金属片 M 时, $U_F > 0$, U_o 的值比电源电压稍小一些。

利用射极输出器的输出可推动或触发后级电路。

射极输出器的旁路电容 C_2 是不可缺少的, 当 VT 导通时, 电源对 C_2 充电, 输出电压较大, 如果没有 C_2 , VT 的射极电阻 R_E 为负反馈电阻, 使 VT 的增益下降, 输出电压也下降至很小。

第十二节 555 单稳态触摸开关（一）

555 单稳态触摸开关电路如图 24.12 所示。电路采用电容 (C_1) 降压、整流 ($VD_1 \sim VD_4$)、滤波 (C_2) 和稳压 (VD_5) 等环节为 555 提供直流电源。

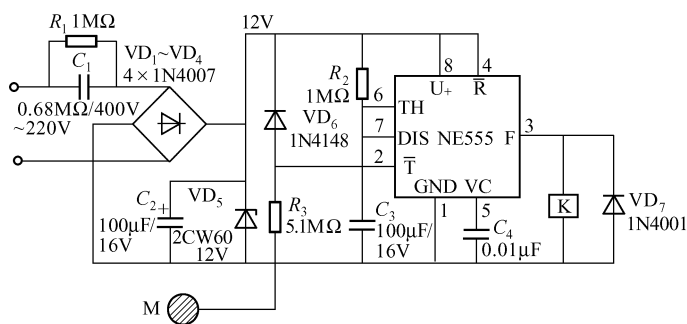


图 24.12 555 单稳态触摸开关（一）

平时，电路处于复位状态，继电器 K 不动作。当触摸金属片 M 时，电路被触发进入暂稳态，3 脚输出高电平，K 吸合，被控电器工作。

电路设计要点如下：

暂稳态时间，即被控电器工作时间为 $t = 1.1R_2C_3 = 1.1 \times 1 \times 10^6 \times 100 \times 10^{-6} \text{ s} = 110 \text{ s}$ 。选用不同的 R_2 、 C_3 可得到不同的控制时间。

第十三节 555 单稳态触摸开关（二）

由 555 集成电路组成的触摸开关电路如图 24.13 所示。接通电源的瞬间，555 的输出为高电平，经过一段时间后才翻转为低电平，之后，用手触摸金属片 A，电路立即由低电平翻转为高电平，保持高电平的时间可用 $t = 1.1R_1C_1$ 估算，改变 R_1 或 C_1 便可改变高电平的持续时间。

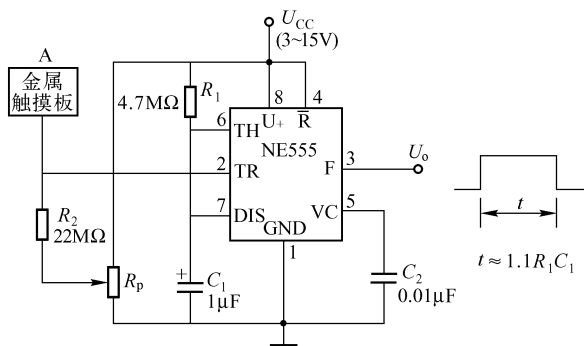


图 24.13 555 单稳态触摸开关电路（二）

电源电压为 4.5V，保持 $R_1 = 4.7\text{M}\Omega$ 不变，只改变 C_1 ，实测 C_1 分别为 $1\mu\text{F}$ 、 $2.2\mu\text{F}$ 、 $3.3\mu\text{F}$ 、 $10\mu\text{F}$ 和 $22\mu\text{F}$ 时，保持高电平的时间分别为 7s、13s、17s、54s 和 130s。

输出端 F 可外接 LED 或小灯泡，可用于夜间定时照明。

电路调试方法：将数字万用表置于 DC 20V 挡，鉴别输出电压，将多圈电位器 R_p 置于最大电阻值，向下微调 R_p ，当数字显示值变成 00 时即可。用手触摸 A 时，电路立即翻转为高电平（暂稳态）。

第十四节 双触摸片晶闸管开关

双触摸片晶闸管开关电路如图 24.14 所示。 M_1 是“开”触摸片，当触摸 M_1 时，人体感应信号加到 555 的触发端 \bar{T} ，电路被触发，3 脚输出高电平，触发了晶闸管 VT，VT 导通，点燃了白炽灯； M_2 为“关”触摸片，触摸 M_2 后，人体泄漏电流信号加到 555 的阈值端 TH，电路复位，3 脚输出低电平，晶闸管的控制极失去维持电流，当市电交流电压过零时晶闸管关断，灯熄灭。

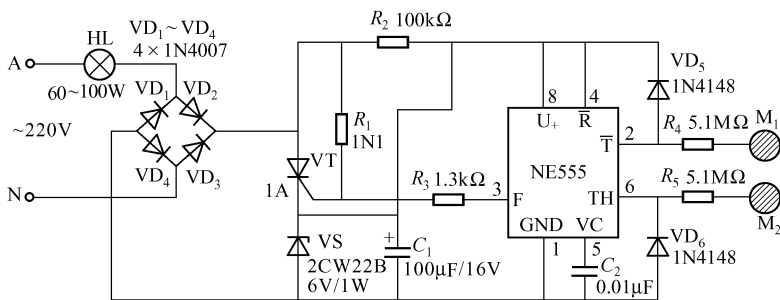


图 24.14 双触摸片晶闸管开关

电路设计要点如下：

晶闸管被触发导通后，正半周电流流经 $A \rightarrow \text{HL} \rightarrow \text{VD}_2 \rightarrow \text{VT} \rightarrow \text{VS} \rightarrow \text{VD}_4 \rightarrow \text{N}$ 。由此可见，不管是电流的正半周还是负半周，电流一直流经稳压管 VS（由负极到正极）。因此，白炽灯的电流或功率取决于 $\text{VD}_1 \sim \text{VD}_4$ 、VT 和 VS，主要取决于稳压管的最大稳定电流。2CW22B 最大稳定电流为 450mA，白炽灯被限定的功率 $P = UI = 220 \times 0.45\text{W} = 99\text{W}$ 。若选 2CW21B ($I_{\text{zmax}} = 150\text{mA}$) 为稳压管，选择 25W 灯泡是适宜的。

第十五节 双触摸片开关

双触摸片开关电路如图 24.15 所示。当触摸 M_1 时，555 的低电平触发端 \bar{T} 被人体泄漏电流信号触发，3 脚输出高电平，继电器 K 吸合，启动了被控电器；当触摸 M_2 时，人体泄漏电流信号加到阈值端 TH，电路复位，3 脚输出低电平，继电器 K 失电，被控电器停止工作。

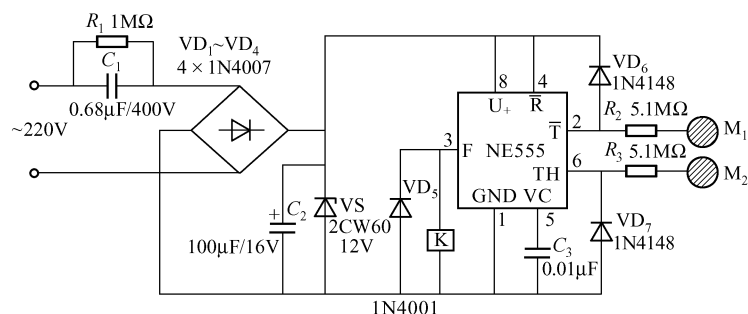


图 24.15 双触摸片开关

第十六节 触摸白炽灯/日光灯电路

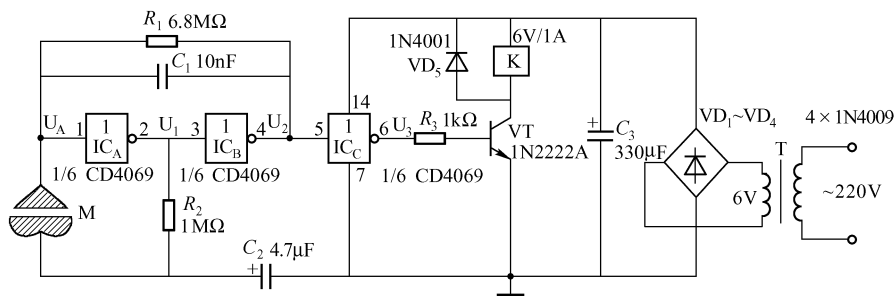
手触摸金属片 M 的中间缝隙，白炽灯或日光灯即亮，再触摸一下灯即灭，电路具有双稳开关作用。可将金属片引入床头，以便开、关照明灯。

触摸白炽灯/日光灯电路由触摸控制电路和照明电路组成，如图 24.16 所示。

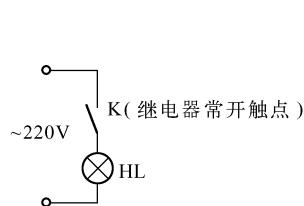
通电后，未触摸 M 时， IC_A 输入端悬空， $U_A = 1 \rightarrow U_1 = 0 \rightarrow U_2 = 1 \rightarrow U_3 = 0 \rightarrow VT$ 截止，继电器 K 不吸合，常开触点 K 断开，灯不亮。

当用手触摸一下 M 时， M 变为人体接触电阻， $U_A = 0 \rightarrow U_1 = 1 \rightarrow U_2 = 0 \rightarrow U_3 = 1 \rightarrow VT$ 导通 K 吸合，触点 K 闭合，灯亮。与此同时， $U_2 = 0$ 通过 R_1 和 C_1 反馈至 IC_A 输入端，维持 $U_3 = 1$ ，灯持续亮，此时的 $U_1 = 1$ 通过 R_2 对 C_2 充电。

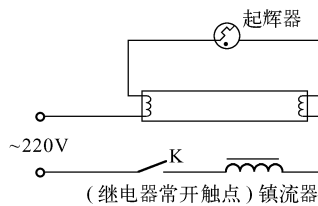
欲关闭照明灯，则再用手触摸一下 M ，此时， $U_A = 1 \rightarrow U_1 = 0 \rightarrow U_2 = 1 \rightarrow U_3 = 0 \rightarrow VT$ 截止 $\rightarrow K$ 释放，灯灭，同时 $U_2 = 1$ 反馈至 IC_A 输入端， $U_A = 1 \rightarrow U_1 = 0 \rightarrow C_2$ 经 R_2 放电为下一次开灯做准备。



(a) 控制电路



(b) 白灯照明电路



(c) 日光灯照明电路

图 24.16 触摸白炽灯/日光灯照明电路

M 用钢锯在敷铜板上锯一条缝隙即可制成。

设计电路时应注意：变压器的一次侧与二次侧绝缘必须良好；控制电路的直流电源不提倡采用电容降压的方法，防止危及人身安全。

第十七节 触摸式无触点照明灯电路

触摸式无触点照明灯电路如图 24.17 所示，电路性能稳定，灵敏度高，使用方便，安全可靠。只要用手接触金属片 M，灯即亮，再触摸一下 M，灯灭。

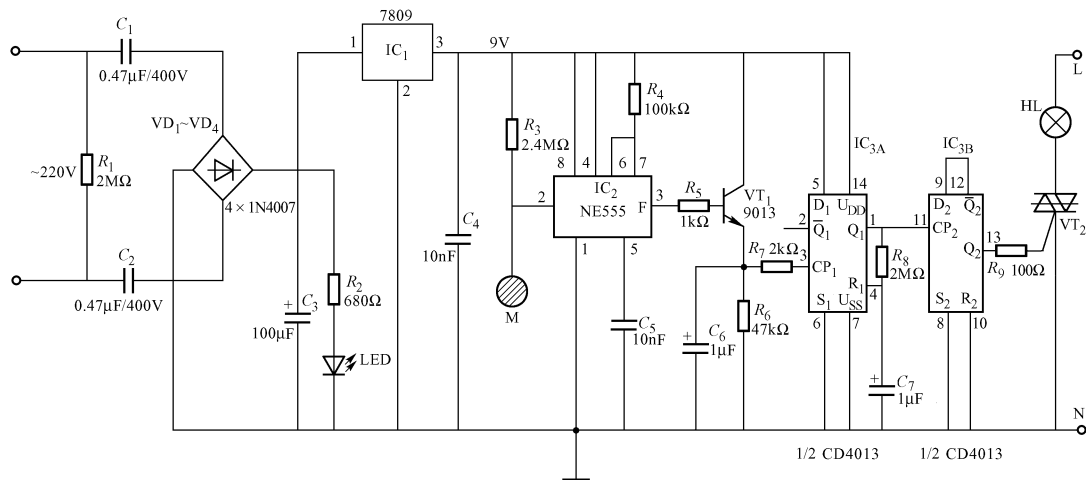


图 24.17 触摸式无触点照明灯电路

电源电路由整流器和稳压器等组成，市电经 C_1 和 C_2 降压， $VD_1 \sim VD_4$ 整流， C_3 滤波，由 IC_1 稳压成 9V 电压。

IC_2 组成 555 单稳态触发器，接通电源未触摸金属片 M 时，555 输出 $U_F = 0$ ， VT_1 截止，灯 HL 不亮。当触摸 M 时，由于人体的感应信号，使 IC_2 翻转，输出高电平 $U_F = 1$ （暂稳态，保持很短时间，又恢复 $U_F = 0$ ），使 VT_1 组成的射极输出器导通， VT_1 导通时对旁路电容 C_6 充电至高电平，即使 $CP_1 = 1$ 。 IC_{3A} 为单稳态电路，它翻转后，使输出端 $Q_1 = 1$ ，即 $CP_2 = 1$ 。 IC_{3B} 为双稳态电路，这时，它的输出端 $Q_2 = 1$ ，触发了双向晶闸管 VT_2 ， VT_2 导通，将灯 HL 接入交流电源，灯亮。

当用手再次触摸 M 时，又使 $U_F = 1 \rightarrow VT_1$ 导通 $\rightarrow CP_1 = 1 \rightarrow Q_1 = 1 \rightarrow CP_2 = 1 \rightarrow Q_2 = 0 \rightarrow VT_2$ 截止，灯灭。

这里的双向晶闸管为无触点开关。

元器件选择： IC_1 也可选用 7806、7809； VT_1 可选用 S9013、S9014 等 NPN 型管子； IC_3 选双 D 触发器 CD4013； VT_2 选双向晶闸管，如 ZD409MF（3A）、LTC336T 等；降压电容 C_1 、 C_2 要选择耐压 400V 以上的涤纶电容或聚丙烯电容（CBB）。

第十八节 VMOS 触摸开关

VMOS 具有相当高的输入电阻, 利用这一特点可制成可靠、简单的触摸开关, 如图 24.18 所示。ON 和 OFF 分别为敷铜板制成的通开关和断开关。当手触摸 ON 时, 由于 C 的容量很小, 电容通过皮肤的接触电阻迅速充电至栅极的触发电压, VT 导通, 继电器 K 吸合, 通过其触点去控制其他电路或电气装置。一旦 VT 被触发导通后, C 通过 R_{GS} (栅-源电阻) 极缓慢地放电, 由于 R_{GS} 很大, K 可长期吸合。由于栅-源间存在着很小的输入电容, 即使不用 C , 电路照常工作。VMOS 导通后, 漏-源的压降很小, 当用 MTP6N50 实验时, $U_{DS} = 97.5\text{mV}$, 这是一种很理想的电压控制元件。

漏极负载也可用低压灯泡、LED 等。欲使继电器释放, 只要触摸一下 OFF 即可 (C 通过皮肤接触电阻迅速放电至 0V, VMOS 关断)。

由于本电路对 VMOS 的开启电阻 R_{ON} 要求不高, 只要根据继电器的吸合电流的大小来选择即可, 如 KWP03N40、KWP03N45 或其他型号的 VMOS。

第十九节 由分立元器件组成的模拟开关

如果需要 I_{DS} 较大 (15mA) 的模拟开关 (集成模拟开关 I_{DS} 较小), 可以用图 24.19 所示的分立元器件组成的模拟开关。

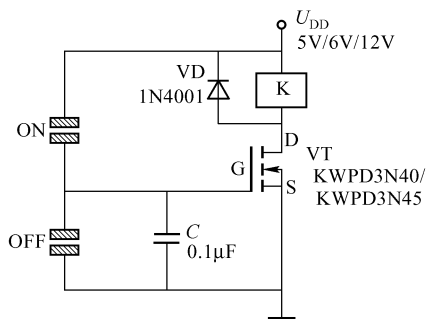


图 24.18 VMOS 触摸开关

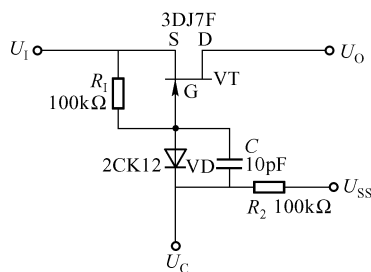


图 24.19 由分立元件组成的模拟开关

3DJ7F 的导通电阻 R_{ON} 仅几百欧, 截止电阻 R_{OFF} 高达几百兆欧, $R_{OFF}/R_{ON} \approx 10^6$ 。图中, U_1 、 U_0 、 U_C 分别为输入端、输出端和控制端。电路的工作原理是, 常态下 $U_C = 0$, VD 导通, $U_C = 0$, VT 截止, 相当于开关断开; 当 $U_C = 1$ 时, VD 截止, 栅极 G 开路, 由于 R_1 远低于 3DJ7F 的输入电阻, R_1 便使 VT 的 S 极与 G 极等电位, 即 $U_S = U_G$, 所以 VT 迅速导通, 相当于开关导通。

第二十节 高灵敏度 CMOS 电路双稳开关

高灵敏度 CMOS 电路双稳开关电路如图 24.20 所示, 它由 CMOS 与非门 CD4011 和双 D 触发器 CD4013 等组成。

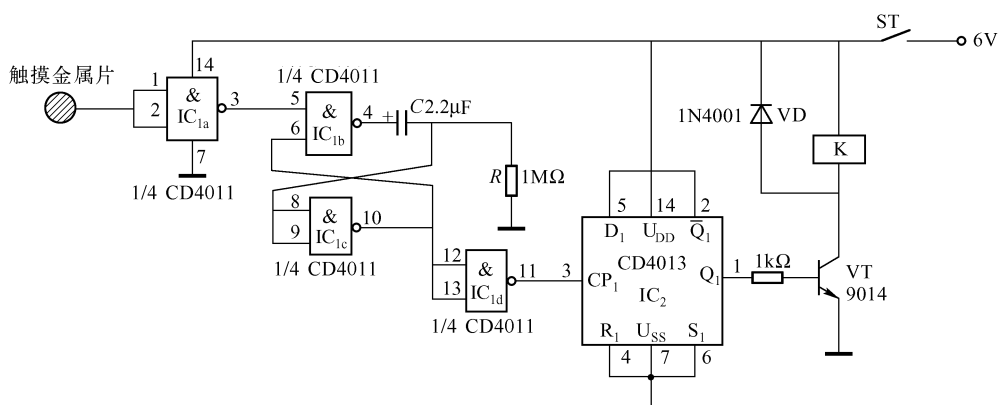


图 24.20 高灵敏度 CMOS 电路双稳开关

该双稳开关具有很高的灵敏度，只要人手触及触摸金属片，电路立即翻转，甚至靠近触摸片也可使电路动作。

电路工作原理如下：接通电源后，未触摸金属片， $U_3 = 1 \rightarrow U_4 = 0 \rightarrow U_{8,9} = 0 \rightarrow U_{10} = 1 \rightarrow U_{11} = 0 \rightarrow$ 双 D 不触发 \rightarrow 继电器 K 不吸合；当触摸金属片时， $U_3 = 0 \rightarrow U_4 = 1 \rightarrow U_{8,9} = 1 \rightarrow U_{10} = 0 \rightarrow U_{11} = 1 \rightarrow$ 双 D 触发， $Q_1 = 1$ ，K 吸合。上述各 U 的下角脚表示 CD4011 各引脚的电平。

IC1b 和 IC1c 组成单稳态电路，暂稳态的时间由 RC 值确定。图中， $R = 1\text{M}\Omega$ ， $C = 2.2\mu\text{F}$ ，触摸金属片后大约 1s，继电器 K 即吸合，再触摸也经 1s 后 K 释放。

第二十一节 灵敏的双稳态触摸开关

所谓双稳态开关，就是利用同一个按钮（或开关）来操纵被控设备（如电灯、电风扇等）的开通与断开。

这里的双稳开关，是利用金属片来控制电路通断的，即触摸一下金属片电路接通，再触摸一下电路断开。电路由 555 单稳态触发器、双 D 触发器（CD4013 或 MC7474）和驱动级（NPN 型 VT 管）等组成，如图 24.21 所示。

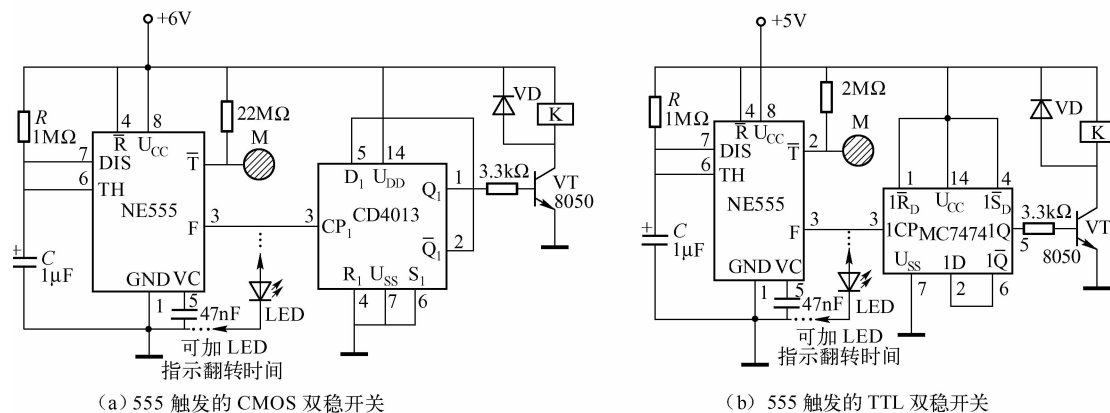


图 24.21 灵敏的双稳态触摸开关

1. 各部分电路的原理和作用

(1) 555 单稳态触发器

555 触发器的触发端(即输入端)由 $22\text{M}\Omega$ 电阻偏置到高电平,当人体触摸金属片时,人体的皮肤电阻低于 2 脚对地的电阻,使触发输入端 \overline{T} 的电压低于 $U_{CC}/3$ 的门限电平,因此定时开始,定时时间亦即输出脉冲宽度 $\tau = 1.1RC$,即输出大约为 1s 宽度的脉冲。

(2) 双稳态触发器

双稳态触发器由双 D 触发器 CD4013 (见图 24.21 (a)) 或 MC7474 (见图 24.21 (b)) 组成。接通电源后,第一次触摸金属片, F 端输出 1s 宽度的脉冲。双 D 触发器为双稳电路,由上升沿触发,因此, Q_1 端输出高电平,只要不再第二次触摸金属片,其高电平一直保持。

(3) 驱动级

驱动级由 NPN 型晶体管 and 小型继电器 K 组成, Q_1 端输出的高电平使 VT 导通, K 吸合,利用继电器的常开或常闭触点去控制用电设备。

2. 调试

① 接通电源后,图 24.21 (a)、(b) 电路中 Q_1 端的输出均为低电平,分别为 0.43V 和 0.1V;当触摸金属片时,图 (a) 和图 (b) 电路中输出均为高电平,分别为 4.99V 和 3.97V。当电源电压调高时, Q_1 端输出的高电平相应增高。

② \overline{T} (2 脚) 的外引线不可太长 (10cm 以内为宜),金属片不可太大 ($10\text{mm} \times 10\text{mm}$ 为宜),否则, Q_1 输出电平不稳定。电路的灵敏度很高,稍微触及金属片,电路即可正常工作,甚至张开手掌接近外引线或金属片时电路也正常动作。555 的 8 脚和 2 脚间的电阻不可太小,在 $10 \sim 22\text{M}\Omega$ 间均可。这个电阻极为重要,它的大小决定了触摸灵敏度。

③ 可用干电池电源

不少触摸电路的电源需用交流整流稳压电源,用干电池时电路不动作。这里介绍的双稳开关可使用交流整流稳压电源也可使用干电池电源。

第二十二节 光耦合触摸开关

由达林顿光耦合器 TIL113、结型场效应管 3DJ6 和电流开关 TWH8778 组成的光耦合触摸开关如图 24.22 (c) 所示。

当触摸 ON 金属片时,灯 HL 便亮,且一直亮下去;再触摸 OFF 金属片时,灯熄灭。

TIL113 内的达林顿管与 LED 相隔离。3DJ6 的漏-源极的电阻很小,通过它的电流较大,对电容 C 充电,LED 亮,但达林顿管的基极悬空,故电路不导通。当触摸 ON 时,因为复合管的 β 值很大,故杂波使复合管导通 TWH8778 导通,灯亮;当触摸 OFF 时,3DJ6 的漏-源极电阻变大,通过它的电流很小,则 LED 灭,复合管截止,使 TWH8778 关断,灯灭。

为防止干扰,连接 ON 和 OFF 的导线不可太长。

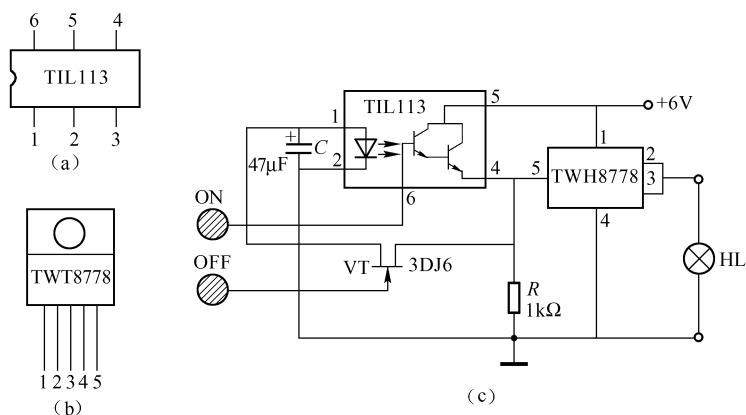


图 24.22 光耦合触摸开关

第二十三节 触摸定时超高亮度 LED 灯

这种触摸 LED 照明灯，只要用手触及金属片，LED 便发光，经过一定延时 LED 便熄灭。电路主要由一片 CMOS 与非门集成电路组成，如图 24.23 所示。亮灯的时间由 RC 值决定，图中， $R=1\text{M}\Omega$ ， $C=4.7\mu\text{F}$ ，实测延迟时间（亮灯时间）为 27s，更换 R 或 C 可改变延迟时间。

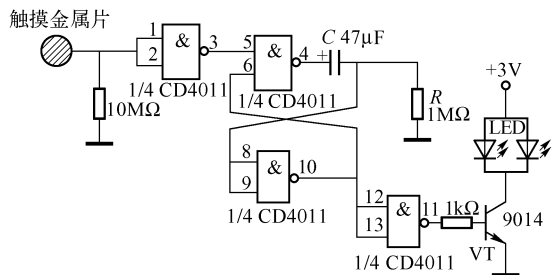


图 24.23 触摸定时超高亮度 LED 灯

此电路可组装 LED 手电筒。

若采用 3V 电源（可用干电池），可将两只 LED 并联；如用 6V 电源，可将两只 LED 串联支路再并联以增加亮度。

设计时应注意：触摸片可用铜箔制作，连线不宜过长（20cm 以下为好）。触摸片面积不宜过大（本例为 $10\text{mm} \times 7\text{mm}$ ），若过大不仅增加了触摸灵敏度，而且可感应触发，人体靠近触摸片一定距离，即可触发点亮 LED；触摸片面积再大，则不经触发 LED 就长亮，失去意义。

第二十四节 555 精确定时电路

图 24.24 所示是 555 组成的精确定时电路。当按钮 SA、SB 开启时，电路是一个振荡器，VT 与 555 一起构成定时开关。

555 电路又是一个暂稳态电路。按一下 SB（定时开始），VT 导通，使 555 工作，F 端（3 脚）输出高电平，LED 亮，同时电容上的电压从 0 开始充电上升， C 上充电至 $2U_{CC}/3$ 时，555 翻转为低电平，切断 VT 基极电流，VT 截止，LED 熄灭，定时结束。

开关 S 控制 R_1 、 R_2 、 \dots 、 R_n 的接通，用于定时的粗调， n 最大可到 13。

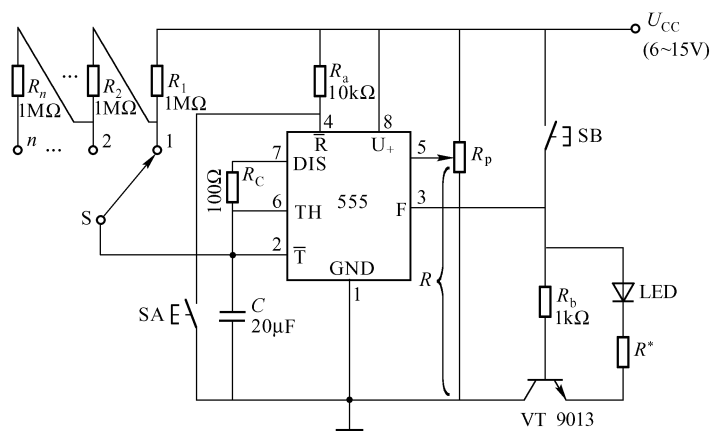


图 24.24 555 精确定时电路

电路设计要点如下：

R_p 用于定时的细调, 5 脚至地 (即 R_p 的滑动触点至地) 的电阻为 R , 当 C 不变时, R 与细调定时 RC 有关, 如图 24.25 所示, R 值不同其定时时间也不同, 即 $t = (0.2 \sim 1.1)RC$ 。

欲使单稳时间 $t = RC$, 则应取 $R = 70 \sim 75 \text{k}\Omega$ 。本电路定时时间为 $25 \sim 250 \text{s}$ 。

图 24.24 中的 R^* 值与电源电压、LED 的额定电 电阻 R 与定时 RC 倍率的关系
流有关。可按 $R^* = (U_{CC} - nU_F)/I_F$ 确定。其中, U_F 为 LED 的正向压降; n 为串联 LED 的个
数; I_F 为 LED 的正向平均电流。

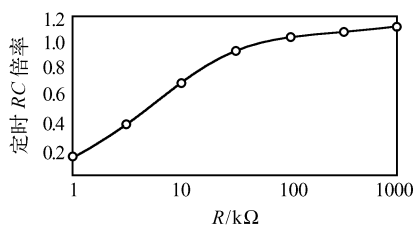


图 24.25 555 的 5 脚与 1 脚并接
电阻 R 与定时 RC 倍率的关系

第二十五节 数字式可调定时器

该数字式定时器定时时间可方便地调节,它的核心器件是 Exar 公司生产的 XR2240 集成计数式定时器,是在 555 的基础上进行改进的器件。它由 555 构成的振荡器、8 级分频器和逻辑控制电等组成,结构如图 24.26 (a) 所示。

1. 电路简介

(1) 振荡器

555 振荡器受控制电路的控制, 当 11 脚加上正脉冲时, 555 就可产生振荡, 其振荡波形由 14 脚输出并传输至分频器。电路的振荡周期由外接元器件确定, 为方便计算, 设计成 $T=RC$ 。

(2) 8 级分频器

分频器即为二进制计数器，每个计数器即是 2 分频器，每一级分频器的输出均控制一只 NPN 型晶体管，各个晶体管的集电极均作为输出端引出，各个管子均为集电极开路。使用时必须接上拉电阻，各集电极的分频波形如图 24.26 (b) 所示。

1 脚~8 脚的低电平时间为

$$t_n = 2^{n-1} T$$

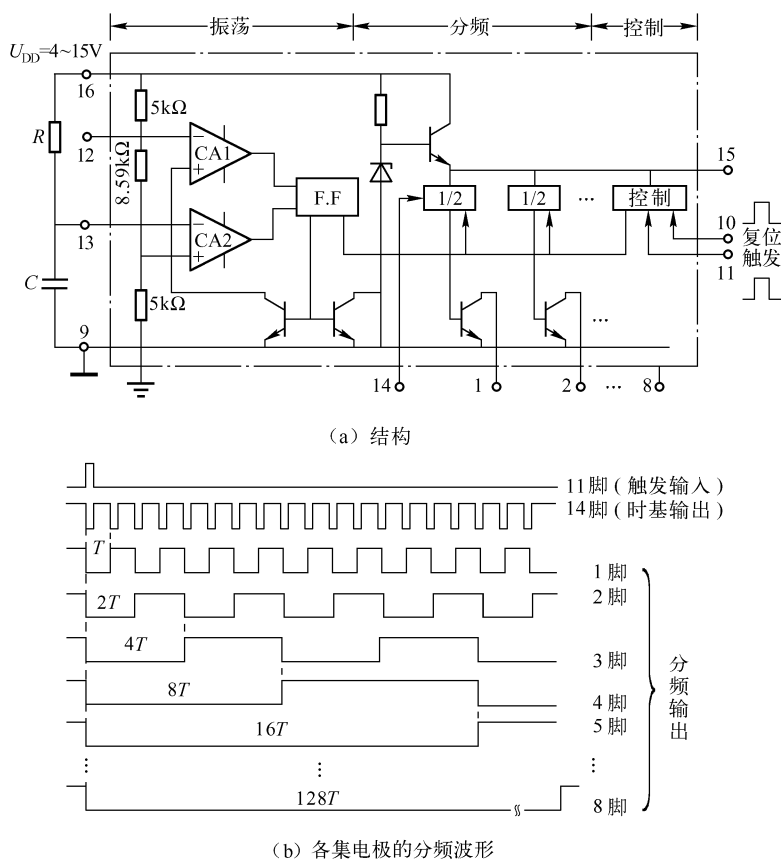


图 24.26 XR2240 的结构及各集电极的分频波形

式中, T 为 555 的振荡周期; n 为分频数, 即各分频输出脚的引脚号。例如, 对于引脚 3, 其分频数 $n=3$ 。

(3) 逻辑控制电路

逻辑控制电路的功能主要有触发和复位。触发功能: 在 11 脚上加一个正脉冲 (上升沿触发), 555 振荡器才能启动、振荡; 复位功能: 在 10 脚上加一个正脉冲 (上升沿触发), 整个电路系统复位并停止振荡。

电路的正电源端 U_{DD} 为 16 脚, 负电流端 U_{SS} 为 9 脚。

2. 应用电路及设计

(1) 单级 XR2240 定时电路

由一只 XR2240 组成的定时电路如图 24.27 所示。

取 $R=10\text{M}\Omega$, $C=1\mu\text{F}$, 则振荡周期 $T=RC=10\text{s}$, 各输出引脚的定时时间为

$$t = (2^{1-1} \sim 2^{8-1}) T = (1 \sim 128) T$$

即

$$t = 10 \sim 1280\text{s}$$

但是, 该电路的输出“定时”远非上述结果。因为 1 脚~8 脚所连接的晶体管均为集电极开路形式, 因此可接成“线与”电路, 也就是可以把所有的集电极都连接在一起, 共同使用一个上拉电阻 ($10\text{k}\Omega$), 所以输出端 (即输出总线) 上的信号就是各个输出端信号相

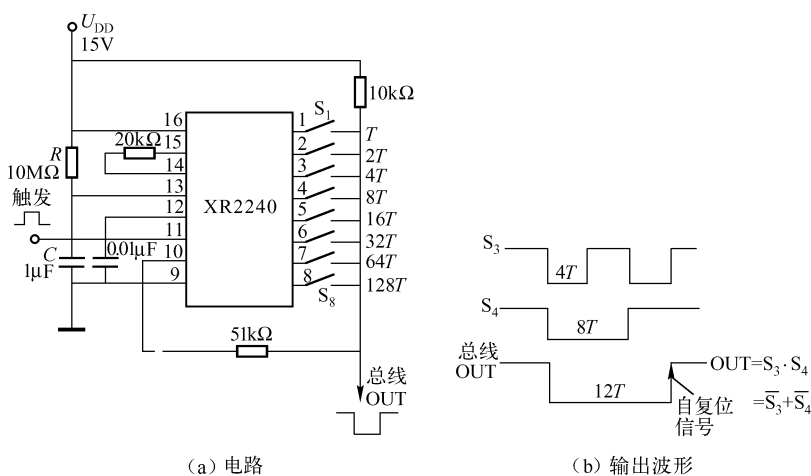


图 24.27 单级 XR2240 定时电路及其输出波形

“与”的结果。例如，开关 S_3 和 S_4 闭合，即将 3 脚和 4 脚连在一起并通过 $10\text{k}\Omega$ 上拉电阻接至电源。这样，输出总线上的信号波形就是 3 脚波形和 4 脚波形相“与”的结果，即总线电平 $= S_3 \cdot S_4 = \overline{S_3 + S_4}$ 。也就是说，各个并联开关连线上只要有一根为低电平，则总线为低电平。因此，总线为低电平的定时时间 $t = (2^{3-1} + 2^{4-1})T = 12T$ ，图中电路的定时时间为 120s 。当定时时间结束时，总线便跳变为高电平（上升沿），该上升沿脉冲经 $51\text{k}\Omega$ 电阻反馈至复位端 10 脚使电路系统复位，振荡器停振。

如需要电路的最长定时，则应将 S_1 、 S_2 、 \dots 、 S_8 各开关均闭合，电路的最长定时 $t_{\max} = T + 2T + 4T + \dots + 128T = 255T$ 。

(2) XR2240 的级联电路

若需要更长的定时，可将两片 XR2240 级联，即把第一级的延时输出送到第二级二进制计数器的输入端 10 脚（第二级的时基电路可不用，仅用数字部分，这样可降低功耗），如图 24.28 所示。该电路的最大定时时间为 $t = 255^2 T = 65025T$ 。电路可调节的定时时间分别为

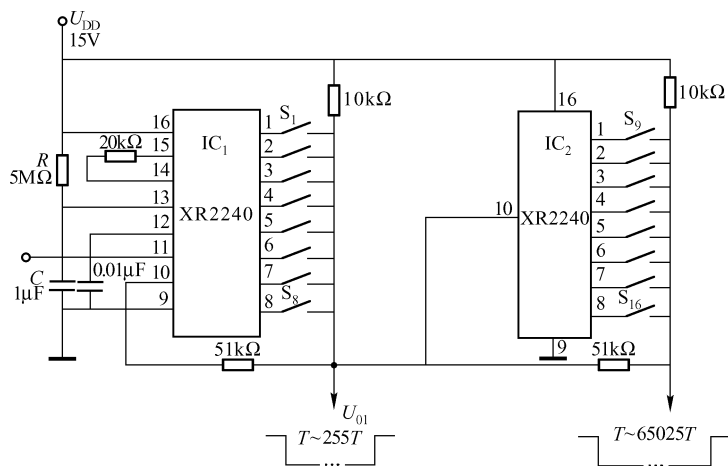


图 24.28 XR2240 两级级联电路

T 、 $2T$ 、 $4T$ 、 $8T$ 、 \cdots 、 $65025T$ 。例如,按 $T = RC = 10\text{s}$ 计,最长的定时时间可达 $t = 65025T = 650250\text{s}$,即 2 个半月之久。

第二十六节 D 触发器组成的定时电路 (一)

由 D 触发器组成的定时电路如图 24.29 所示。

平时, D 触发器的置位端 $S = 0$, $Q = 0$, 电源电流方向: $U_{DD} \rightarrow (R_p + R_1) \rightarrow VD_1 \rightarrow Q \rightarrow U_{SS}$, C_1 无充电电流; 按下 SB, $S = 1 \rightarrow \begin{cases} Q = 1 \rightarrow VD \text{ 截止} \rightarrow C_1 \text{ 经过 } (R_1 + R_p) \text{ 充电。} \\ \bar{Q} = 0 \rightarrow VT \text{ 截止} \rightarrow \text{LED 亮。} \end{cases}$

从按下 SB 时起(即从 LED 发光时起),当 D 触发器 R 端的电位上升到足以使 D 触发器复位时, Q 翻转为 0 态, \bar{Q} 为 1 态, VT 导通, K 吸合, LED 熄灭。定时时间取决于 $(R_p + R_1)$ 和 C_1 的数值。当 $R_1 = 200\text{k}\Omega$, $R_p = 1\text{M}\Omega$, $C_1 = 200\mu\text{F}$ 时, 定时时间 $t = 30 \sim 180\text{s}$, 定时精度由 C_1 的漏电流确定, 漏电流越小, 定时越精确, 取用不同的 R_1 、 R_p 和 C_1 值可得到不同的定时值。

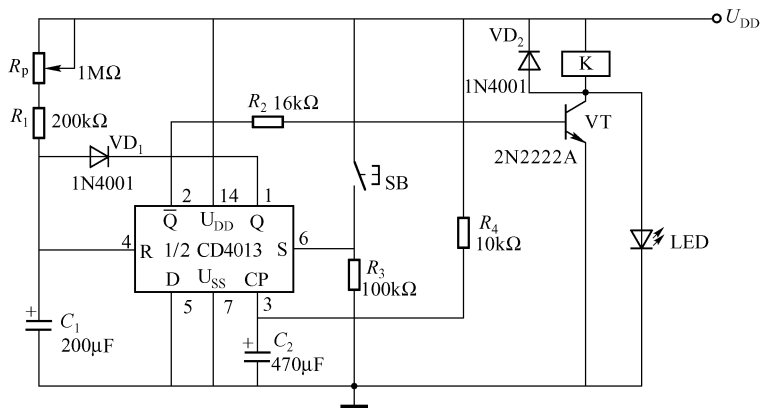


图 24.29 D 触发器组成的定时电路 (一)

第二十七节 D 触发器组成的定时电路 (二)

图 24.30 所示是一个由 D 触发器构成的定时电路。D 触发器接成单稳态电路, 按下按钮 SB, 便有一个脉冲作用于 D 触发器的时钟端 CP, 使电路进入暂稳态, 暂稳态时间 $t = 0.69R_p C$, 即为定时时间, 调节电位器 R_p 即可调节定时时间。暂稳态时间内, $Q = 1$, 这时 Q 端向 VT 提供基极电流, 使 VT 导通, K 吸合, K 的触点可控制需要定时的元器件(如灯泡)、设备或其他电路。暂稳态时间过去后, Q 变为 0, VT 截止, K 释放, 同时 C 通过 VD_1 迅速放电, 为下一次定时做准备。

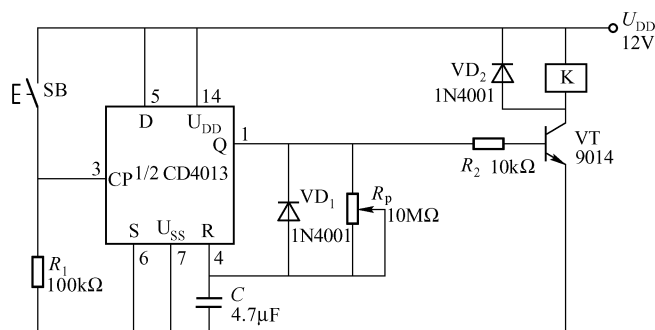


图 24.30 D 触发器组成的定时电路 (二)

第二十八节 定时触摸开关

由或非门 CD4001 组成的定时触摸开关电路如图 24.31 所示。实质上，该电路为一个单稳态电路，其工作原理如下所述。

平时， IC_a 的两输入端均为 0，故 3 脚输出为 1 $\rightarrow IC_b$ (4 脚) 为 0 $\rightarrow IC_c$ (10 脚) 为 1 $\rightarrow VT$ 截止，负载两端电压为 0，继电器 K 不吸合，此时为稳态。

触摸时，由于人体的接触电阻远小于 R_3 ($10M\Omega$)，故 1 脚为 1 $\rightarrow IC_3$ (3 脚) 为 0 $\rightarrow IC_b$ (4 脚) 为 1 $\rightarrow IC_c$ (10 脚) 为 0 $\rightarrow VT$ 导通，K 吸合，此时为暂稳态。暂稳态时间（即 K 吸合时间） $\tau = 0.69R_1C$ 。

当 $C = 470nF$ 时， $\tau = 7s$ ； $C = 2 \times 470nF$ （两电容并联）时， $\tau = 15s$ 。

当 C 分别为 $1\mu F$ 、 $2\mu F$ 、 $3.3\mu F$ 和 $4.7\mu F$ 时， τ 分别为 17s、35s、56s 和 76s。但是，当 $C \geq 1\mu F$ 时，接通电源 K 即吸合，延时释放后才能触摸正常工作。

经实验，本电路电源电压 $U_{DD} = 3 \sim 18V$ 均能正常工作，甚至 $U_{DD} = 1.5V$ 时也可工作，但此时负载不是继电器。用整流稳压电源或干电池均可工作。

触摸开关用敷铜板制作，将敷铜用锯开 1mm 间隙即可。

定时触摸开关可用于接通照明灯、夜间暂时照明灯及其他定时设备中。

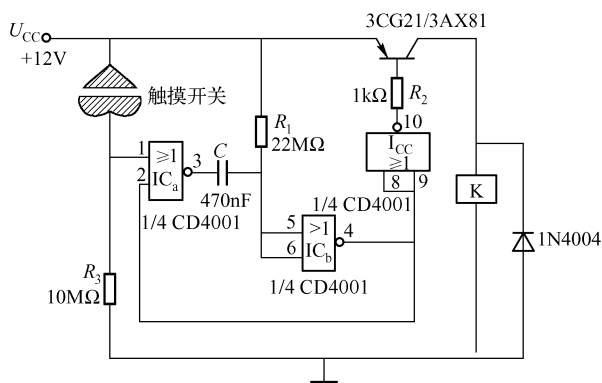


图 24.31 定时触摸开关

第二十九节 脉冲周期可逐渐展宽的定时器

脉冲周期可逐渐展宽的定时器电路如图 24.32 所示。利用一个按钮 SB 能使它的输出脉冲周期逐渐展宽，而它的负脉冲宽度不变，其振荡频率逐渐减小，直至为 0（停振）。

若将 C_2 去掉，该电路是一个典型的无稳态振荡器。按下开关 SB 后，电容 C_2 通过 100Ω 电阻立即充电至 U_{CC} 。同时， U_{CC} 又通过 R_1 、 R_2 向 C_1 充电，当 C_1 的电压达到 $2U_{CC}/3$ 时，

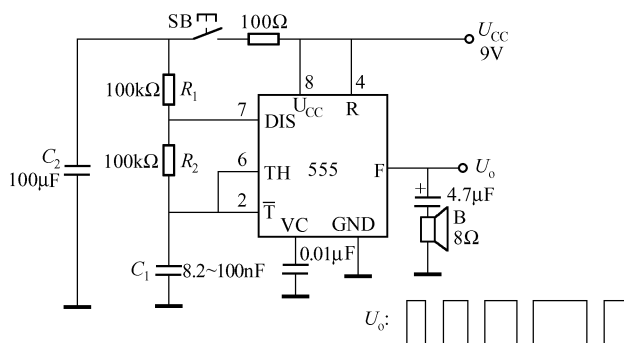


图 24.32 脉冲周期可逐渐展宽的定时器

555 内部的触发器立即翻转为低电平, 此时 C_1 通过 555 内部晶体管放电, 当 C_1 上的电压降至 $U_{CC}/3$ 时放电管截止, 其 3 脚又输出高电平。上述过程反复进行即形成振荡。

C_1 的充电时间 $t_1 = (R_1 + R_2) C_1 \ln 2$; C_1 的放电时间 $t_2 = R_2 C_1 \ln 2$; 振荡周期 $T = t_1 + t_2 = (R_1 C_1 + 2R_2 C_1) \ln 2$ 。

当 SB 放开后, C_2 通过 R_1 、 R_2 放电, 随着 C_2 上电压的下降, C_1 充电至 $2U_{CC}/3$ 时间增加, 所以 555 的 3 脚输出高电平时间增加, 此时, C_1 通过 555 内晶体管的放电时间仍不变。因此, 555 输出的高电平时间逐渐展宽而保持负脉冲宽度不变。这个过程直至 C_2 放电使 C_1 上的电压再也达不到 $2U_{CC}/3$ 时为止而停振。

当 $R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega$ 、 $C_1 = 8.2\text{nF}$ 、 $C_2 = 100\mu\text{F}$ 时, 按下 SB 立即松开, 延时振荡时间为 15s; 振荡频率从 1170Hz 逐渐下降至 360Hz。当 $C_2 = 1000\mu\text{F}$ 时, 延时振荡时间为 120s。

和其他 555 无稳态振荡器不同 (振荡频率和电源 U_{CC} 有关), 本电路的延时时间和电源 U_{CC} 的大小无关, $U_{CC} = 3 \sim 15\text{V}$ 时, 其延时时间均为 15s ($C_2 = 100\mu\text{F}$ 时)。

输出端加接扬声器, 能产生变调的音响, 音调的高低取决于 C_1 的大小, $C_1 = 8.2\text{nF}$ 时声调较高, $C_1 = 100\text{nF}$ 时音调较低。

第三十节 周期为 1min 的定时器

数字定时器常用二进制计数器或十进制计数器对标准时钟信号进行分频来实现计时、定时。发电厂的电源频率较为准确, 可用交流电源频率作为时标时钟, 用于要求不高的场合。世界各地一般都采用 50Hz 或 60Hz 的交流电。下面将介绍交流 50Hz、交流 60Hz 两种分频电路, 主要介绍 50Hz 分频设计方法。

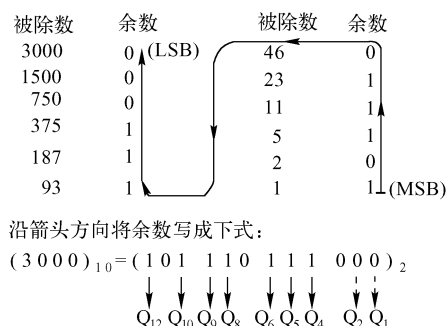
1. 交流 50Hz 分频器 (周期为 1min) 的设计方法

① 降压。首先将频率为 50Hz 的 220V 交流电压通过变压器或 $R-C$ 支路降压, 本电路用后者降压, 即用 $1\text{M}\Omega - 82\text{nF}$ 的阻容支路将输入电压降至 4V 左右。

② 整形。将降压后的正弦电压用斯密特电路 (CD40106) 整形为方波信号。

③ 用二进制计数器分频。分频比 $N = 50\text{Hz} \times 60\text{s} = 3000$, 分频后的频率 $f_o = f_i / N = f_i / 3000 = 50\text{Hz} / 3000$ 。

④ 将分频比 3000 转化成二进制数。方法是用 2 连除 3000, 留余数 (偶数余数为 0, 奇数余数为 1), 示意图如下:



将 $Q_4 = Q_5 = Q_6 = Q_8 = Q_9 = Q_{10} = Q_{12} = 1$ 在二进制计数器 CD4040 的各个输出端 (Q) 作出 7 条引线至与非门 CD4068 的 7 个输入端 (未用的一个输入端要接高电平)。如果 Q 值过多需将与非门输入端扩充。

⑤ 再整形 + 反馈。CD4068 的输出再经斯密特整形反相后反馈至 CD4040 的复位端 R。当 $R = 1$ 时, CD4040 复位 (清零), 输出全零 \rightarrow CD4068 输出为 1 \rightarrow 反相为 0 \rightarrow 重新启动计数。

1min 定时器设计电路如图 24.33 所示。

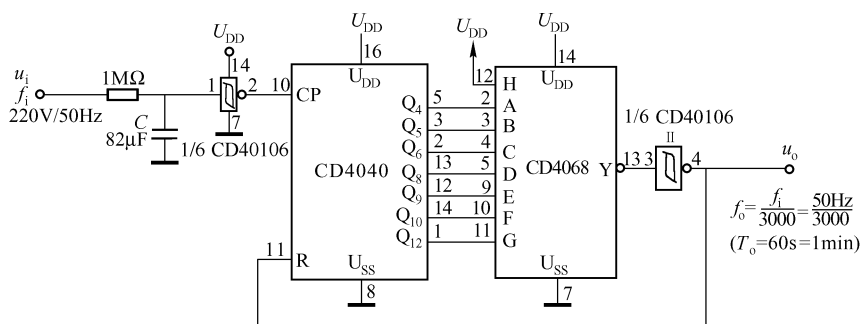


图 24.33 周期 1min 定时器 (50Hz 电源)

2. 交流 60Hz 分频器 (分频后周期为 1min)

对于 60Hz 市电, 分频比 $N = 60s \times 60Hz = 3600$, 则有

$$(3600)_{10} = (111\ 000\ 010\ 000)_2$$

$$Q_5 = Q_{10} = Q_{11} = Q_n = 1$$

其他步骤同前所述。

1min 定时器设计电路如图 24.34 所示。

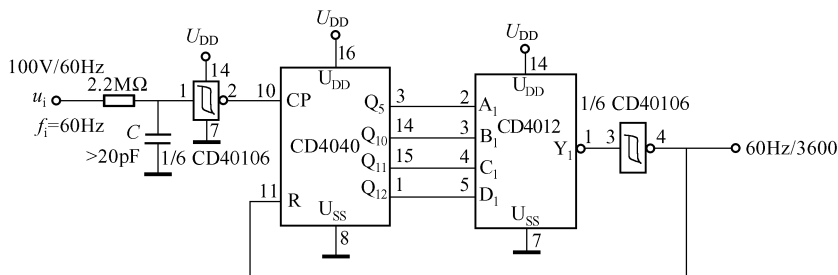


图 24.34 周期 1min 定时器 (60Hz 电源)

第三十一节 简单实用的延时器

由达林顿复合管 $VT_1 - VT_2$ 、电容 C 和电阻 R 组成的延时电路如图 24.35 所示。延时时间 $\tau \approx 1.65RC$ 。

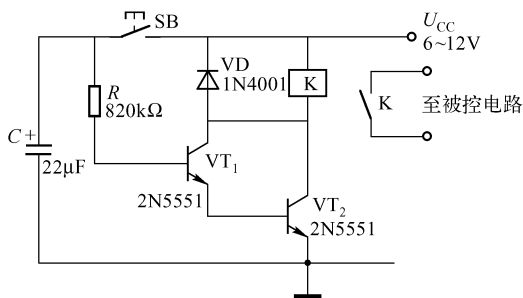


图 24.35 简单实用的延时器

14s; $C = 22\mu\text{F}$, $\tau = 30\text{s}$; $C = 100\mu\text{F}$, $\tau = 133\text{s}$ 。

电源电压的范围较大，由继电器线圈电压确定。

该电路用于灯或其他负载在接通预定时间之后自动关闭的场合。

晶体管 VT_1 、 VT_2 选用一般的 NPN 型即可; R 值不能过大, 应在 $1\text{M}\Omega$ 以下, 否则, 在开关 SB 按合后由于 VT_1 的基极的基极电流太小使电路不能动作; 开关 SB 是不能缺少的, 应选用具有动合触点自动复位的按钮开关。

调节延时的长短, 应先固定电阻 R , 再选择不同容量的电容。例如 $C = 10\mu\text{F}$, $\tau =$

第三十二节 与非门构成的触摸延时开关

图 24.36 所示是由与非门构成的触摸延时开关电路。当触摸金属片 M 时, 继电器 K 吸合, 大约延时 10s 后 K 释放, 用 K 的触点可控制其他设备或电路。

IC_1 和 IC_2 的一个输入端均接电源, 其输入端常保持 1 状态。 C_2 已充电至 U_{DD} , 故 IC_2 输出为 0, VT 截止, K 释放; 当用手触摸 M 时, 由于人体的感应杂波使 IC_1 的另一个输入端为 1, 故 IC_1 输出为 0, VD_1 导通, C_2 通过 VD_1 放电, 当 C_2 放电至低电平时, IC_2 输出为 1, VT 导通, K 吸合, 负载工作。

当手离开 M 后, IC_1 又输出高电平, VD_1 截止, C_2 又充电, 经过约 10s, IC_2 又输出低电平, VT 截止, K 释放。

调节 R 、 C 值可改变延时时间。

电路可在 3~18V 下工作, 继电器的额定电压由电源电压确定。

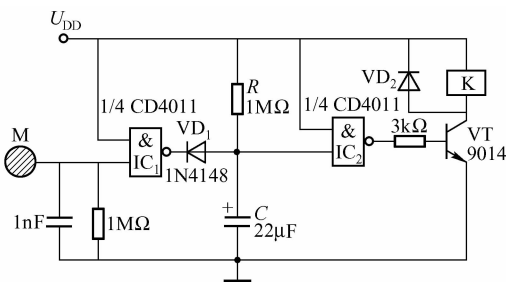


图 24.36 由与非门构成的触摸延时开关电路

第三十三节 可编程分频器延时电路

由 74LS292 组成的可编程分频器延时电路如图 24.37 (a) 所示, 该电路简洁、使用方便、延时范围广, 如果时钟频率 $f_{CP} = 100\text{Hz}$, 延时可达 4 个月之久。74LS292 是一种链式计数器/分频器, 其引脚排列如图 24.37 (b) 所示, 其中 A~E 为编程输入端; Q 为编程输出

端；TP1 ~ TP3 为测试端，用来检测输入； \bar{R} 为清零端；低电平有效；CP1、CP2 为时钟输入端，上升沿触发，它们之中只要有一个为1，则计数无效。电路图中，CP1 连接到输出端 Q，即 CP1 = Q，当 Q = 1，停止计数。只有 Q = 0 时电路才能计数，它是一个间歇式计数电路。

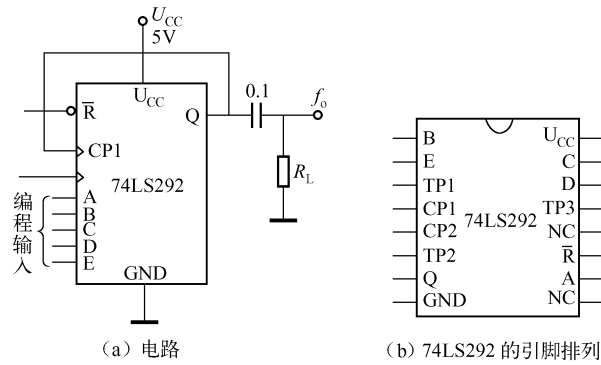


图 24.37 可编程分频器延时电路

当 CP 为占空比 $D = 50\%$ 的方脉冲时，电路的延时时间 $t_d = \frac{1}{2}T_o$ ， T_o 为输出脉冲的周期；输出脉冲的频率 $f_o = f_{CP}/2^n$ ， f_{CP} 为时钟脉冲的频率； n 为分频系数，由可编程输入端 A ~ E 的数据而定，分频系数 n 与 A ~ E 的关系见表 24.1。

表 24.1 编码输入与分频系数 n 的关系

编 码 输 入					n	编 码 输 入					n
E	D	C	B	A	十进制	E	D	C	B	A	十进制
0	0	0	0	0	无效	0	0	1	1	1	2^6
0	0	0	0	1				\vdots			\vdots
0	0	0	1	0	2^2						
0	0	0	1	1	2^3	1	1	1	0	1	2^{29}
0	0	1	0	0	2^4	1	1	1	1	0	2^{30}
0	0	1	0	1	2^5	1	1	1	1	1	2^{31}

f_{CP} 的范围为 0 ~ 30MHz。假定 $f_{CP} = 100\text{kHz}$ ，EDCBA = 01010，则输出频率 $f_o = f_{CP}/2^n = f_{CP}/2^{10} = 10^5\text{Hz}/1024$ ， $T_o = 1/f_o = 10.24\text{ms}$ ；若 EDCBA = 111111，则 $f_o = f_{CP}/2^{31} = 10^5\text{Hz}/2^{31}$ ， $T_o = 5.965\text{h}$ ，则延时时间 $t_d = T_o/2 = 2.983\text{h}$ 。

如若时钟频率很低，则延时时间可达几个月或几年。

第三十四节 反相器组成的照明延时开关

由反相器组成的照明延时开关电路如图 24.38 所示。按一下按钮开关 SB，电灯亮，经过数分钟延时电灯自动熄灭。按下 SB 时， C_1 充电，A 点电位变为高电平， IC_1 翻转为 0， IC_2 输出为 1VT 导通，K 吸合，电灯亮；SB 松开后， C_1 向 R_1 、 R_2 放电，数分钟后， C_1 放电至低电平， IC_1 输出为高电平， IC_2 为低电平，VT 截止，K 释放。

加大 C_1 的容量，延时时间加长，反之亦然。

该电路适合于公共场合、楼道照明灯等使用。

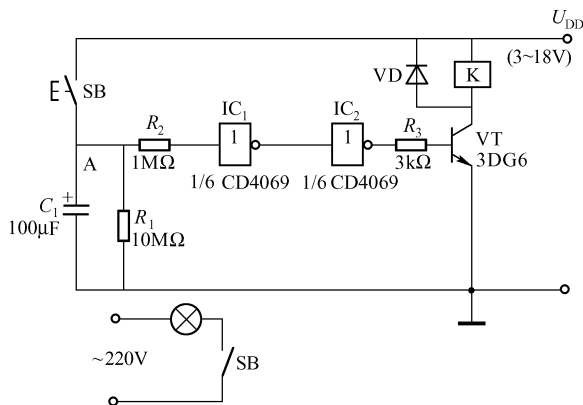


图 24.38 由反相器组成的照明延时开关电路

第三十五节 延时自动关灯电路

延时自动关灯电路如图 24.39 所示。该电路用于楼道照明灯的自动关灯控制，成本比感应式楼道灯控制电路低很多。电路中的开关 S 为自动复位开关，即按一下 S 将电路接通，松手 S 又断开。

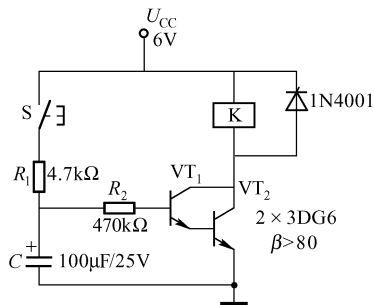


图 24.39 延时自动关灯电路

当按一下开关 S 时，电源通过 R_1 向 C 充电，充电时间常数约为 $R_1 C = 0.47s$ ，很短时间内 C 被充电至 6V。当 C 上的电压充电到 2V 左右时，复合管导通，继电器 K 吸合，其常开触头控制灯泡接通 220V 交流电源，灯亮；松手后，开关 S 断开，由于电容上的电压不能突变， VT_1 和 VT_2 继续导通，此时电容 C 通过 R_2 、 VT_1 和 VT_2 的发射结放电，放电时间常数为 $(R_2 + 2r_{be}) C = R_2 C = 47s$ ，大约

延迟 30s，电灯才熄灭。可根据实际需要，通过调节 R_2 或 C 确定延时时间。

第三十六节 触摸延时开关灯电路

由晶闸管和晶体管组成的触摸延时开关灯电路如图 24.40 所示，电路工作稳定可靠，经济实用，适用于楼道、走廊、厕所等场合。当手触摸金属片 M 时，在图中电路参数情况下，延时点亮灯泡的时间为：触摸 1s，电灯延时点亮 1~2min；触摸 M 2s 左右，电灯延时点亮大于 3min；触摸 M 4s 左右，电灯延时亮大于 5min。

电路工作原理：平时， VT_1 、 VT_2 均截止， VT_3 导通，晶闸管 VT_4 截止，灯不亮。当用手触摸金属片 M 时，人体感应的微弱交流信号经 R_1 、 R_2 传至 VT_1 基极， VT_1 导通， C 充电，同时 C 又经 R_4 、 VT_2 发射结放电，使 VT_2 饱和导通， VT_3 截止， VT_4 的控制极通过 R_6 触发而导通，灯亮。经过一段时间， C 两端放电电压低于 0.7V， VT_2 截止， VT_3 又导通，晶闸管

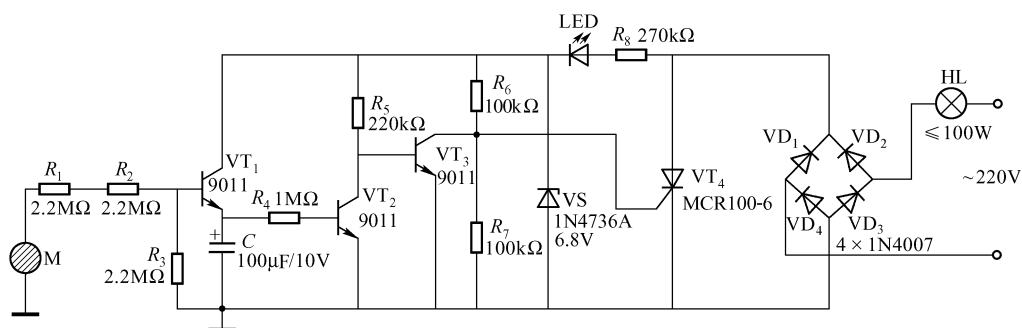


图 24.40 触摸延时开关灯电路

重新截止，灯灭，电路又处于等待工作状态。

延时时间由 C 、 R_4 的数值及 C 每次充电电压的高低来确定, 触摸 M 时间越长, C 的充电电压越高, 延时就越长, 反之亦然。

三个晶体管均可选择 9011, 其 $\beta > 150$, 晶闸管可选择 MCR100-6, 其额定电流 1A, 可使 100W 以下的灯泡正常工作; $VD_1 \sim VD_4$ 选择反压 1000V 的 1N4007; 指示灯 LED 选用高亮度发光管; R_1 、 R_2 必须选择高阻值电阻, 而且要两个串联, 一旦有一个短路, 另一个还可保证人身安全。

第三十七节 触摸延迟开关

人手触摸金属片 M 时, 电灯点亮, 大约经过 1min 电灯便自动熄灭, 电路如图 24.41 所示。本开关可用于楼道照明灯的控制, 比其他楼道感应灯的成本低很多。

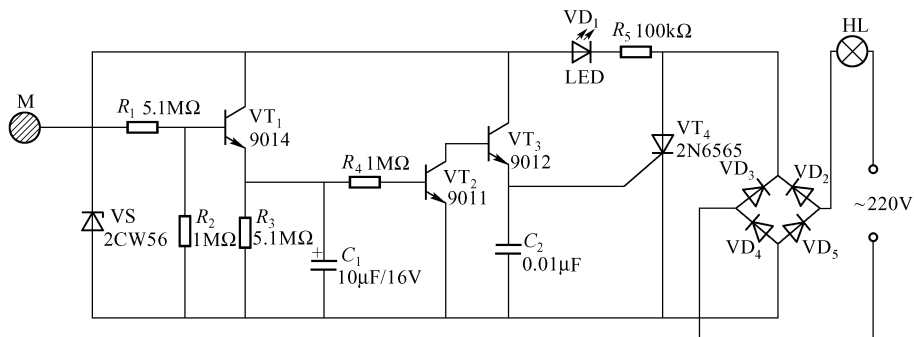


图 24.41 触摸延迟开关

平时, 因 VT_1 基极悬空, 故 VT_1 截止, C_1 上无电荷, VT_2 、 VT_3 截止, C_2 上无电荷, VT_4 控制极无触发电流, VT_4 截止, 灯不亮。

当触摸金属片 M 时, 人体泄漏电流使 VT_1 导通, C_1 充电, VT_2 、 VT_3 导通, C_2 被充电, C_2 充电至 VT_4 控制极触发电压时, VT_4 导通。电流流经 $HL \rightarrow VD_2 \rightarrow VT_4 \rightarrow VD_4$ 或 $VD_3 \rightarrow VT_4 \rightarrow VD_5 \rightarrow HL$ 被点亮。

LED 用于指示处于黑暗环境下开关的位置。

VD 应选择 J-FET 的栅-源漏 PN 结作为二极管使用, 其反向漏电流很小, 约 1100pA。

图 24.42 长延时电路

每按压一次 SB, VT_1 和 VT_2 的状态就改变一次, 也就使 K 吸合或释一次, 成为一个按通/按断电子开关。

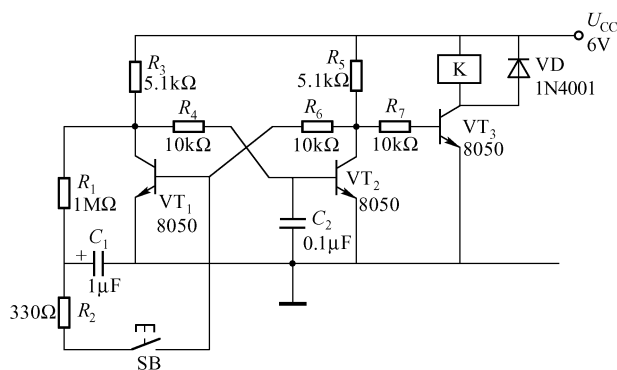


图 24.43 接通/按断电子开关

选用不同吸合电压的继电器时，应选择相应的电源电压，电压范围大致在 6 ~ 24V 之间。

第四十节 实用简单的双稳态开关

双稳态开关由两个反相器、一个晶体管和一个小型继电器等构成，如图 24.44 所示。

每当瞬间闭合按钮开关 S 时，C 上的电压使反相器 A 改变状态，反相器 B 的输出状态不是 1 就是 0，当 B 输出为 1 时，晶体管 VT 导通，使继电器 K 吸合；当 B 输出为 0 时，VT 截止，K 释放。每按一次按钮开关，K 的状态就改变一次，这就是所谓的双稳态开关。

反相器可选用 CD4069 等 CMOS 电路，其电源范围广，在 3 ~ 15V 之间都可正常工作；也可选用 TTL 反相器，但电源仅需 +5V。

电路的转换时间由 RC 时间常数确定。

这个电路实际上不受触点颤动的影响。

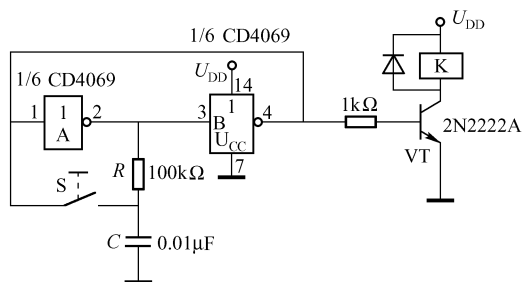


图 24.44 实用简单的双稳态开关

第四十一节 单键双稳态开关

单键双稳态开关广泛应用于工业、科技、仪器仪表、生活电子电器等领域。例如，家用彩色电视机的电源开关即为双稳态开关，按一下开关电路接通，再按一下则切断电源。单键双稳态开关电路如图 24.45 (a) 所示。

SB 开启时，电容 C 已完成充电， $U_1 = 1 \rightarrow U_2 = 1 \text{CP} = 0 \rightarrow 1Q = 0$ ，晶体管 VT 截止，继电器释放；按一下 SB，C 放电， $U_1 = 0 \rightarrow 1\text{CP} = 1 \rightarrow 1Q = 1$ ，VT 导通，K 吸合并长期保持该状态；再按 SB，C 放电至 0 $\rightarrow U_1 = 0 \rightarrow 1\text{CP} = 0 \rightarrow 1Q = 0$ ，VT 截止，K 释放。

时钟端 1CP 与输出端 1Q 的波形如图 24.45 (b) 所示。

对于 TTL 电路，双 D 触发器 R_D 与 S_D 端应按 1。

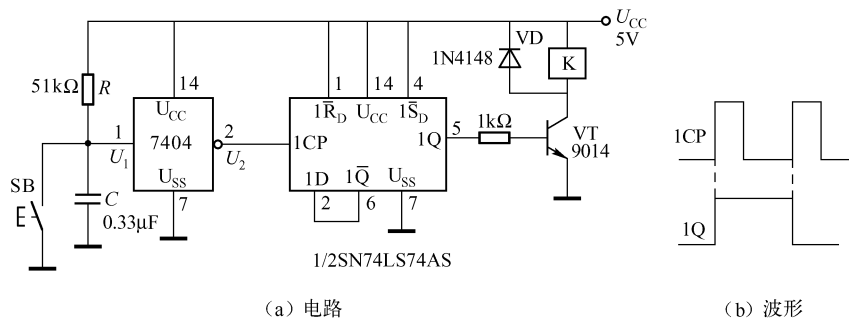


图 24.45 单键双稳态开关电路

第四十二节 双向晶闸管交流无触点开关

双向晶闸管交流无触点开关电路如图 24.46 所示，该电路也是一个家用调光台灯控制电路。电路的关键器件是双向晶体闸流管 VT，将它换成大功率的，可适用于实验室、控制台等场合。

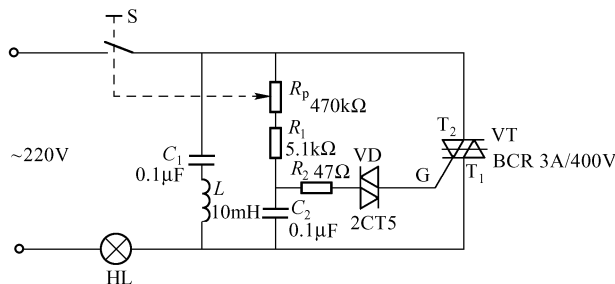


图 24.46 双向晶闸管交流无触点开关

合上开关 S 后，电源电压经 R_p 、 R_1 向 C_2 充电，当 C_2 两端电压升到一定数值时，VD 导通，晶闸管的控制极被触发，VT 导通，灯泡被点亮；当加在 T_1 、 T_2 两极之间的电压过零时，VT 关断，灯泡熄灭。

调节 R_p 可以改变 C_2 的充电速率，也即改变了 VT 的导通角，使灯泡两端的电压随之增大或减小，产生无级调光的效果。 $C_1 - L$ 支路是防止器件导通时产生的高次谐波串入电源回路干扰其他电器而设置的吸收回路。电路图中的开关 S 和电位器 R_p 为同一元件，它是带开关的电位器，同收音机上的电源开关和音量电位器完全一样。

第四十三节 由通用运放组成的双路转换开关

由通用运算放大器组成的双路转换开关电路如图 24.47 (a) 所示。电路的 A、B 端各输入一交流信号 u_A 和 u_B ，当开关 S 断开时， u_A 通过 R_4 送至输出端；当开关 S 接通时， u_B 通过 $R_2 - R_3 - R_5$ 送至输出端，传输信号的增益均为 1。

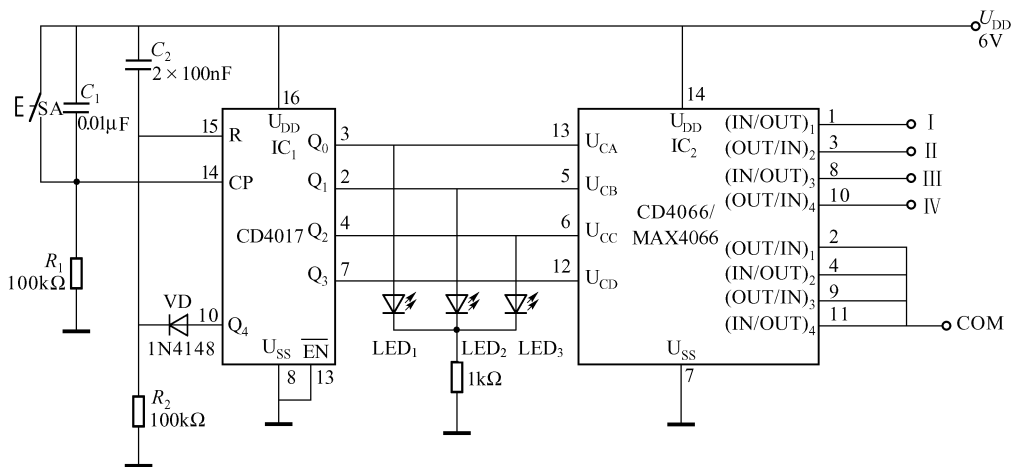
可以看出，任何时候 u_A 都能送至输出端，当开关 S 闭合时也是如此。运放组成了一个反相放大器，其增益 $A_F = -R_3/R_1 = -1$ ，它将 u_A 变成 $-u_A$ 送到输出端，在输出端抵消了 $+u_A$ ，使开关 S 闭合时输出端只会有 u_B 。

(a) 电路

(b) 模拟开关

图 24.47 由通用运放组成的双路转换开关

由十进制计数器/分配器 CD4017 和双向模拟开关 CD4066 组成的四路电子切换开关电路如图 24.48 所示。按钮开关 SA 跨接在 CD4017 的电源端与时钟输入端之间。接通电源后, 由电容 C_2 和电阻 R_2 清零, IC₁ 的 Q₀ 端 (3 脚) 为高电平, LED₁ 点亮。同时, Q₀ 向 IC₂ 的一个模拟开关的控制端 U_{CA} (13 脚) 输入 1, 使 (IN/OUT)₁ 端和 (OUT/IN)₁ 端, 即 1 脚和 2 脚接通, 这是第一路开关。



按一下 SA, 相当于向 CP 端输入一个正脉冲, LED₂ 点亮, 同时 Q₁ 向 IC₂ 的 U_{CB} 控制端输入 1, 将 (OUT/IN)₂ 和 (IN/OUT)₂ 接通, 这是第二路开关。再按一下 SA, Q₂ 为高电平, 使 IC₂ 的 8 脚和 9 脚接通, 这是第三路开关。再按一下 SA, Q₃ 为高电平 (LED₁ ~ LED₃ 均灭) 使 IC₂ 的 10 脚和 11 脚接通, 这是第四路开关。

将2脚、4脚、9脚和11脚连在一起作为公共端COM。图中的I~COM、II~COM, III~COM和IV~COM依次为第一路、第二路、第三路和第四路开关。使用CD4066, 电源电压为6V时, 四路开关的接通电阻实测为170Ω左右, 提高CD4066的电源电压可使接通电阻减小。

若使用 MAX4066，模拟开关的接通电阻约为 50Ω （漏-源电阻 45Ω 和匹配电阻 5Ω 之和）。

图中的 C_1 为消振电阻。

如需多于四路的切换开关，如八路切换开关，利用 CD4017 的 $Q_5 \sim Q_9$ 并增加一片 CD4066 的四个模拟开关适当连接即可。

操作时，如某一路开关接通，再按一下 SA，该路开关即断开，连续按三下 SA，则该路开关又恢复接通，对其他模拟开关也如此。

第四十五节 多路选择开关

多路选择开关实际是一个锁存门电路，如图 24.49 所示。

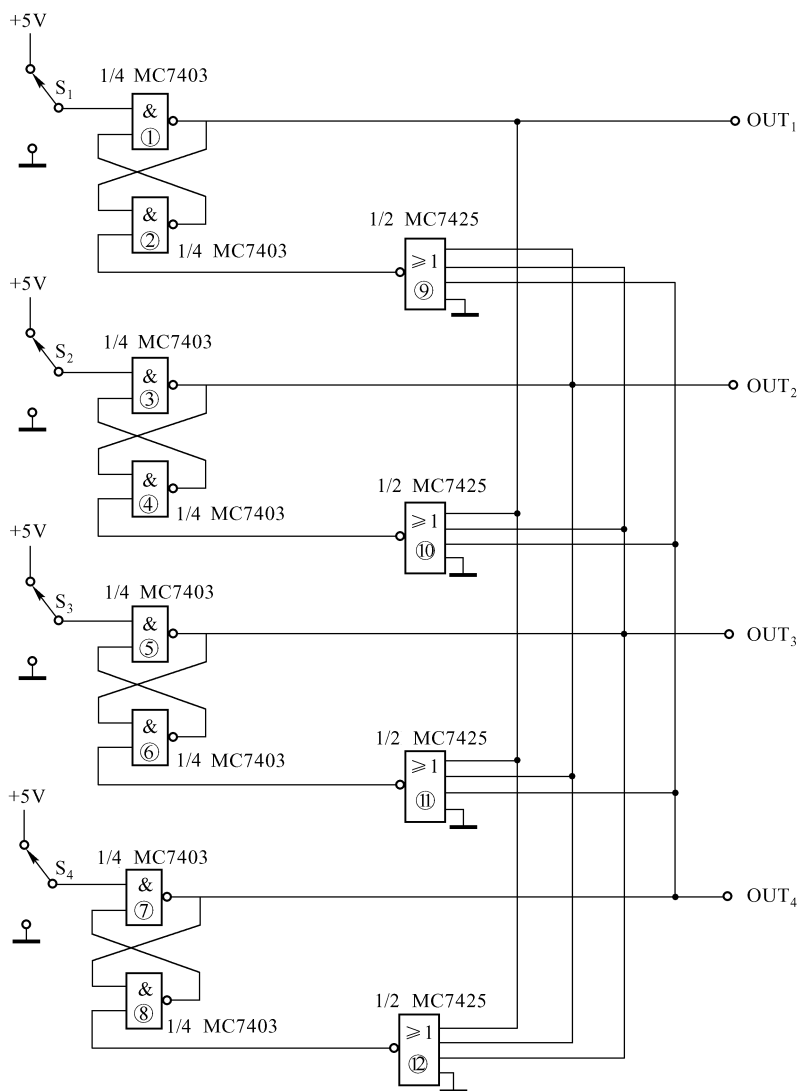


图 24.49 多路选择开关

本电路有四个机械自锁式单刀双掷开关 $S_1 \sim S_4$ 。 $S_1 \sim S_4$ 的初始状态均接高电平（可接正电源端），此时，电路的四个输出端 $OUT_1 \sim OUT_4$ 的输出均为低电平。

当按下任意开关，如 S_1 时，则 OUT_1 输出为高电平 1，其他的输出端子的输出均为 0；如若同时按下两个或更多的开关时，则相应的那些输出通道都变为高电平。

按下 S_1 时（即 S_1 接地），根据与非门的功能，则 $OUT_1 = 1$ ，以下分析用流程图表示（见电路图中各门电路的编号）：

$OUT_1 = 1 \rightarrow ⑩ = 0 \rightarrow ④ = 1 \rightarrow ③ = 0$ ，即 $OUT_2 = 0$ ；

$OUT_1 = 1 \rightarrow ⑪ = 0 \rightarrow ⑥ = 1 \rightarrow ⑤ = 0$ ，即 $OUT_3 = 0$ ；

$OUT = 1 \rightarrow ⑫ = 0 \rightarrow ⑧ = 1 \rightarrow ⑦ = 0$ ，即 $OUT_4 = 0$ 。

元器件的选择原则如下：

① 开关 $S_1 \sim S_4$ 应选择具有自锁功能的开关，即点动开关。

② 选用 2 只 TTL 电路 MC7403，它是四 2 输入端与非门电路；2 只 MC7425，它是双 4 输入端或非门电路。

③ 也可选用 CMOS 电路，即 2 只 CD4081，它是四 2 输入端与非门；2 只 CD4002，它是双 4 输入端或非门，其电源范围较广，为 3 ~ 15V。

该电路常用于各种仪器仪表面板按键的功能选择或其他相关应用。根据需求，可增加任意数目的通道。

第四十六节 双向晶闸管构成的无触点开关

由双向晶闸管构成的无触点开关电路如图 24.50 所示，电路简洁、成本低。图中 R_L 为负载，接上电源，按开关 SA，负载得电工作，经 C_1 降压，二极管 VD 整流、齐纳二极管 VS 稳压、 C_2 滤波后的直流电压，由 R_p 限流后加到晶闸管的 $T_1 - G$ 之间。松开 SA 后，由于 C_2 上的电压不能突变， $T_1 - G$ 间仍有电压，VT 处于导通状态。按下 SB 后， C_2 经 R_p 放电至电压为 0，VT 截止，负载失电。

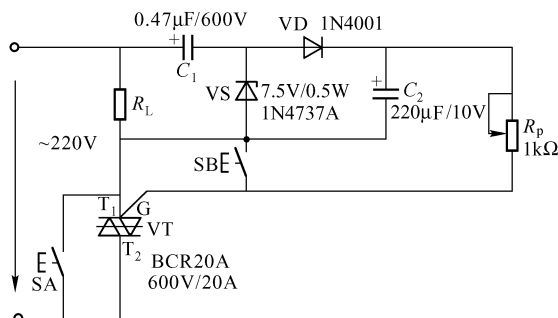


图 24.50 双向晶闸管构成的无触点开关

电路设计要点：滤波电容 C_2 值不能太小，也不能太大，应在 100 ~ 330 μ F 之间选择。晶闸管根据负载的大小来选择。

第四十七节 红外线光控开关

由红外线发射、接收和锁相环电路组成的红外线光控开关电路如图 24.51 所示。该电路属于非接触型开关，适于工业、科研、医院、宾馆等场合。

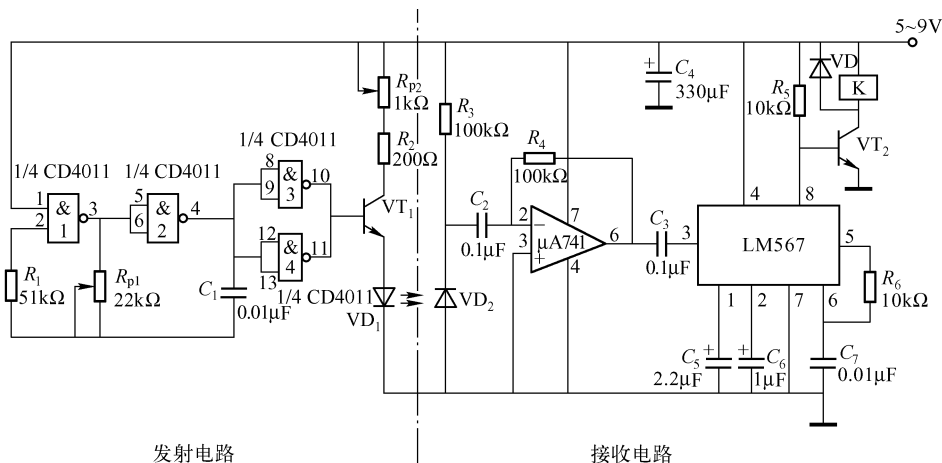


图 24.51 红外线光控开关

与非门 1、2 组成振荡器，调节 R_{p1} 可使振荡频率 f 改变，与非门 3、4 并联组成驱动电路。VT₁ 为红外发射电路，红外线发光二极管 VD₁ 向外辐射强度按 f 变化的红外线；VD₂ 为光敏二极管，它接收红外光后在 $\mu A741$ 的反相端形成频率为 f 的微小电压，经放大后，送至锁相环 LM567 的输入端 3；锁相环内部压控振荡器中心频率为 $f_0 = 1/(1.1R_6C_7) \approx 9\text{kHz}$ 。平时 VD₁ 照射 VD₂，输入频率 f 和中心频率 f_0 相等，LM567 的 8 脚输出低电平，VT₂ 截止，继电器 K 不吸合。遮挡 VT₁ 与 VD₂ 的光通路时，LM567 的 8 脚变为高电平，VT₂ 导通，K 吸合，用 K 的触点对负载（如水龙头等）进行非接触控制。

VD₁ 选择红外线发射二极管；VD₂ 选择光敏二极管；VT₁ 选 2N2222 或 3DG2500；VT₂ 选 9013 或 2N2222；运放选用单电源（如 LM158/358 等）运放更好。

电路调试方法如下：

① 用频率计测量 LM567 的 8 脚的频率 f_0 ，调节 R_{p1} 使 4011 的 4 脚输出频率也为 f_0 值，此时 VT₂ 截止（无频率计调 R_{p1} 使 VT₂ 截止，遮挡 VD₁ 时 VT₂ 应导通）。

② VD₁ 与 VD₂ 的安装有正对式，即将 VD₁ 与 VD₂ 正对着安装；也有反射式，即 VD₁ 与 VD₂ 的轴线成一定角度，在两轴线的相交处放置一反射镜。

遮挡红外线的时间就是 K 吸合的时间（如用于水龙头）。如需负载长期工作，可将遮挡物置于 VD₁ 与 VD₂ 之间，此时 K 一直吸合，撤离遮挡物 K 即释放。如有需要可在 LM567 的 8 脚之后加双稳态电路。

第四十八节 磁控双稳态开关

由与非门 CD4011 和双 D 触发器 CD4013 以及干簧管组成的磁控双稳态开关电路如图

24.52 (a) 所示。平时，干簧管触点开， C_1 完成充电， $U_1 = 1$ ， $U_2 = 1 \rightarrow U_3 = CP = 0 \rightarrow Q = 0$ ；当磁铁掠过干簧管表面时，干簧管触点闭合， C_1 放电， $U_1 = 0 \rightarrow CP = 1 \rightarrow Q = 1$ ，并长期保持这种状态；当磁铁再经过干簧管时，干簧管触点吸合， $U_1 = 0 \rightarrow CP = 1 \rightarrow Q = 0$ ，并长期保持这种状态。

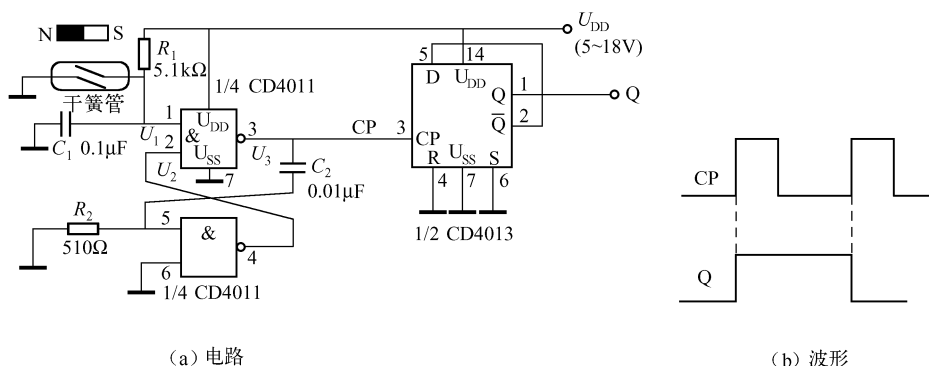


图 24.52 磁控双稳态开关

磁控双稳态开关常用于门、窗的防盗。

CMOS 电路双 D 触发器的 R、S 端应接地。

CP 脉冲的宽度正比于 $R_2 C_2$ ，即脉宽 $\tau = 0.69 R_2 C_2$ 。

图 (b) 是 CD4013 的输入波形 (CP) 与输出波形的对应关系。

第四十九节 人体感应/触摸延迟开关

本延迟开关的特点是，当人体（手）靠近或接触金属片 M 时，照明灯即亮，经过一定的延时（约 1min）后便自动熄灭。灯不亮时，由 LED 指示黑暗中开关的位置。

人体感应/触摸延时开关电路如图 24.53 所示。场效应管 VT_1 （3DJ6）、 R_1 、 R_2 和金属片 M 等组成前置放大器。平时， VT_1 的 D-S 间电流较大， $VT_2 \sim VT_4$ 截止， C_2 上无电荷，晶闸管 VT_5 截止，灯不亮。

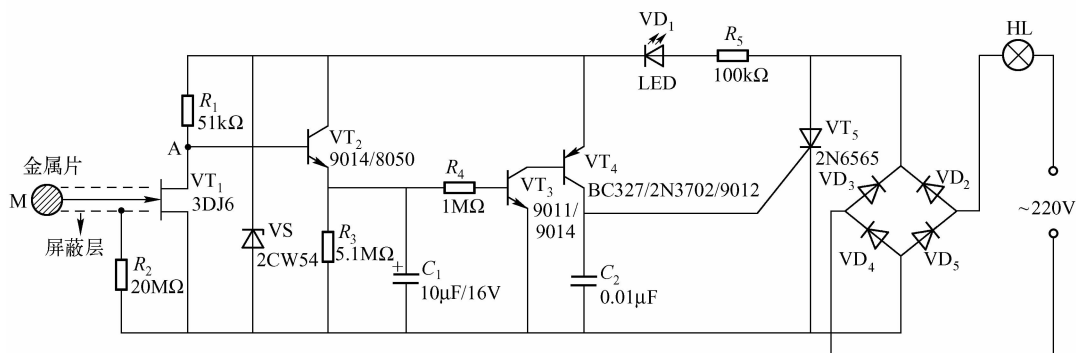


图 24.53 人体感应/触摸开关电路

人体常有的静电,当人体(手)靠近金属片时,通过静电感应使M中的自由电子被驱赶到栅极上,栅极带有负电荷,使D-S间的电阻 R_{DS} 增大,A点电位 U_A 升高 \rightarrow VT₂导通 \rightarrow C₁上的电荷增加 \rightarrow VT₃、VT₄导通 \rightarrow C₂上电荷增加,当C₂上的电压达到VT₅的触发阈值时,VT₅导通,灯亮。人手离开后, U_A 下降,VT₂截止,但C₁上的电荷通过 R_4 向VT₃的发射结放电,维持VT₃、VT₄的导通状态,电灯仍亮。当C₁上的电压降到0.7V以下时,VT₃、VT₄相继截止,晶闸管的控制极无触发电压,交流电过零时VT₅截止,电灯熄灭。

当天气潮湿时,人体靠近M不能点亮电灯,需用手触摸才能亮灯。

金属片M与VT₁栅极相连,需用屏蔽线且不宜太长,图中的虚线即为屏蔽层。

延迟时间由 R_3 、 R_4 和C₁决定,增大 R_3 或C₁的数值可增加延迟时间。

电灯的功率取决于晶闸管的容量。

第五十节 人体感应/触摸振荡器

1. 电路特点

① 感应/触摸片的大小不同,可以形成感应电路或触摸电路。若触摸片的直径 $D=5\text{mm}$ (或更小)时,即为触摸振荡器;若触摸片的面积为 $35\text{mm}\times 35\text{mm}$ 时,电路则成为感应振荡器,人体距触摸片约50cm时,电路即作出反映,距离越小,扬声器越响。

② 用手弹触,扬声器即发出动听的声音,可应用于儿童玩具。

2. 电路组成原理

人体感应/触摸振荡电路由达林顿放大器、互补正反馈振荡器和延时电路等组成,如图24.54所示。

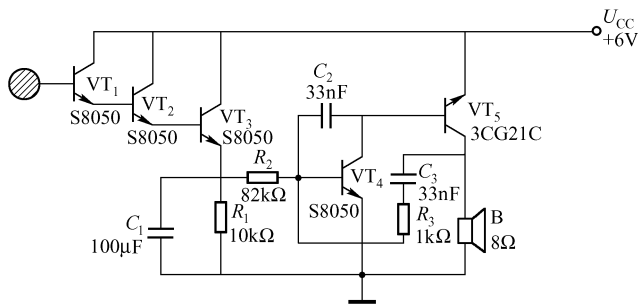


图 24.54 人体感应/触摸振荡器

① VT₁~VT₃组成达林顿放大器。由于VT₁基极悬空,VT₁~VT₃截止。当人体靠近或触摸金属片时,VT₁~VT₃放大了人体的感应杂波信号。 R_1 、 R_2 和C₁组成延时电路,当人体离开触摸片时,VT₁~VT₃立即截止,但C₁上的电荷通过 R_2 向VT₄发射结放电,使电路维持振荡。调节 R_1 或C₁可改变延迟时间($\tau=R_1C_1$)。

② VT₄~VT₅组成互补型正反馈振荡器。反馈支路 R_3 -C₃将VT₅集电极的信号正反馈至VT₄的基极,维持正反馈,保持振荡状态。

3. 设计要点

① $VT_1 \sim VT_3$ 可选用任一型号的 NPN 晶体管。本电路选用 S8050，它们的 β 值分别为 $\beta_1 = 240$ 、 $\beta_2 = 212$ 、 $\beta_3 = 201$ 。

② VT_4 也选用 S8050 型晶体管， $\beta_4 = 150$ 。

③ VT_5 选择 Si 材料 PNP 型晶体管，如 2N4248/3CG21D、2N3906/3CG35A、2N3644/3CK9A ~ D、BCY30/BCY32/3CG7E、BCY70/71/72/3CG35A 等。若选用 Ge 材料 PNP 型管子，管子的发热较严重。

④ C_3 决定了振荡频率，即音调， C_3 值大，音调较低， C_3 值小音调较高，本电路选择 $C_3 = 33\text{nF}$ 。 C_3 值过小会使频率过高，人耳便听不到了。

⑤ 触摸片面积不宜过大，否则即使人体远离触摸片，接通电源电路即产生振荡。电源宜选用干电池，如用整流稳压电源电路极易振荡。

第五十一节 人体感应报警器

当人体接近（1m 以内）感应板时，该电路可产生控制信号，对继电器、扬声器、灯等作出反应，实现报警。

1. 电路组成

电路由晶体振荡器（ IC_{1A} ）、电压比较器（ IC_{2A} 、 IC_{2B} ）、异或门（ IC_{3A} ）、放大器（ IC_{2C} ）、滞后比较器（ IC_{2D} ）和功率放大器（VT）等组成，如图 24.55 所示。

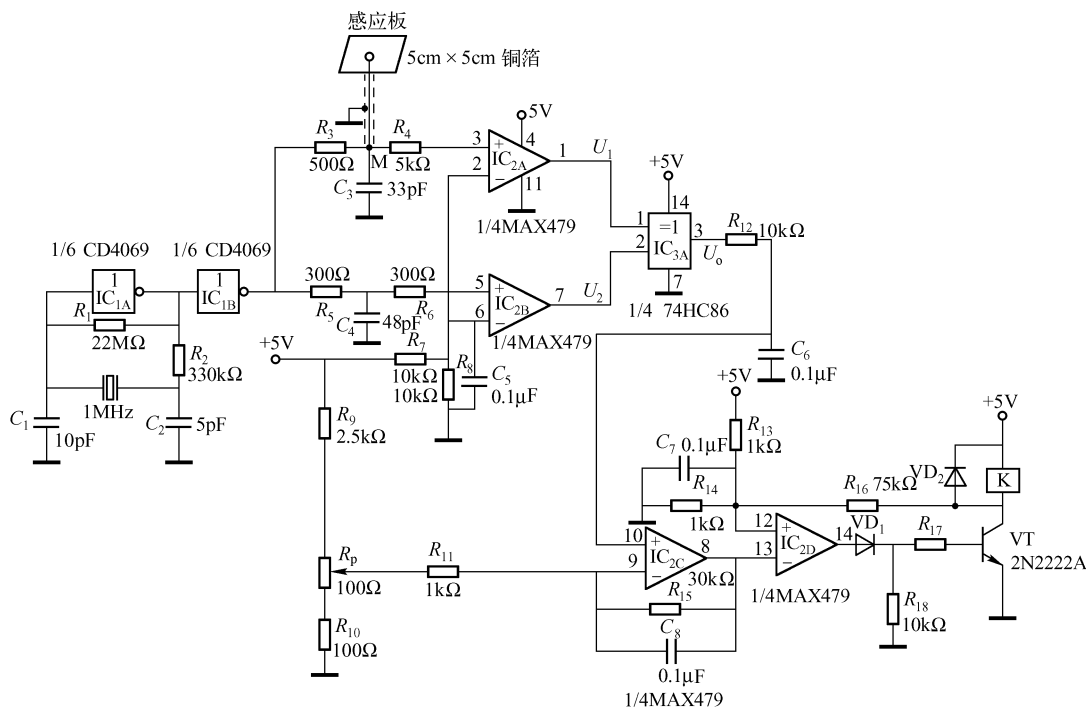


图 24.55 人体感应报警器

(1) 晶体振荡器

由反相器 (IC_{1A} 4069) 和晶体振荡器组成的振荡电路能产生 1MHz 的方波信号, 晶体相当于感性元件, 由 IC_{1B} 反相输出至比较器。

(2) 电压比较器

由 IC_{2A} 、 IC_{2B} 及相应的阻容元件组成电压比较器。 IC_{1B} 输出的一路信号经 $R_5 - C_4$ 积分延时送至运放 IC_{2B} 的同相端与反相端的 +2.5V 电压比较后, IC_{2B} 输出幅值为 2.5V 的方波信号 U_2 ; IC_{1B} 输出的另一路信号经 $R_3 - C_3$ 、同轴电缆对地电容、25cm² 感应板对地电容 (之和约为 48pF) 积分延时后, 送至 IC_{2A} 的同相端与反相端的 2.5V 恒定电压比较后输出方波 U_1 。无人接近感应板时 (C_3 也取 48pF) U_1 与 U_2 波形相同。

2. 电路工作原理

无人接近感应板时, U_1 与 U_2 波形相同, U_1 和 U_2 输入至异或门 IC_{3A} 的两输入端, 两输入信号相同时, IC_{3A} 输出为 0, 不同时输出为 1。

当人体接近感应板时, M 点的等效电容大于 48pF, 因此 U_1 与 U_2 波形不同, 异或门 IC_{3A} 输出为 1。人体靠近感应板越近, 则 U_o 输出脉冲越宽。 U_o 经 $R_{12} - C_6$ 滤波, 产生与人体接近距离成正比的直流电压, IC_{2D} 对该电压进行放大。调节 R_p 可设定对应于人体接近感应板不同距离的门限值。运放 IC_{2D} 、VT 组成滞后比较器, R_{16} 为 VT 的正反馈电阻, 受到人体感应后, 可保证 VT 可靠导通, 使继电器 K 迅速闭合, 以控制其他设备。

3. 器件的选择

运放选用 MAX479, 为四运放, 单电源 (+5V) 供电, 其失调电压 U_{CS} 和偏流 I_B 均很小; 也可选用 MAX407, 为双运放, 其 U_{CS} 和 I_B 优于 MAX479; 还可选用 LM324 (四运放) 但 U_{CS} 和 I_B 比 MAX479 大很多。异或门应选用 TTL 型的, 如 74HC86、7486 等。

选用其他频率的晶体也可以。

第二十五章 锁相环应用电路设计

锁相环是相位锁定电路（Phase-locked Loop）的简称，常写做 PLL。锁相环在频率合成、频率变换、频率调制、频率解调、频率锁定、时间同步及遥控、遥测等领域有着广泛的应用。

第一节 锁相环的组成和原理

一、锁相环的组成

锁相环主要由相位比较器（鉴相器）、低通滤波器和压控振荡器等组成，如图 25.1 所示。

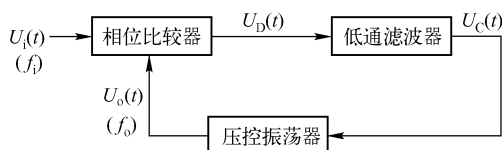


图 25.1 锁相环的组成

1. 相位比较器（PD）

相位比较器也叫鉴相器或相位检波器，用 PD 表示。它有两个输入信号，一个是输入信号 $U_i(t)$ （频率为 f_i ），另一个是压控振荡器的输出反馈信号 $U_o(t)$ （频率为 f_o ），相位比较器的输出为

$$U_D(t) \propto \phi(\theta_i - \theta_o)$$

式中， θ_i 为输入信号的相位； θ_o 为输出信号的相位。

2. 低通滤波器（LPF）

低通滤波器用 PLF 表示，用于滤除相位比较器输出电压信号中的高频分量，输出一个直流平均电压

$$U_C(t) = U_D(t) F(s)$$

式中， $F(s)$ 是低通滤波器的传递函数。

3. 压控振荡器（VCO）

压控振荡器常写做 VCO。低通滤波器的输出电压输入到 VCO 作为压控振荡器的控制电压，使压控振荡器的输出频率 f_o 向输入信号频率 f_i 靠拢，使两频率之差迅速减小。

VCO 的输出电压 $U_o(t)$ 的角频率 $\omega_o(t)$ 随 $U_c(t)$ 的变化而变化, 即

$$\omega_o(t) = \omega_o + K_o U_c(t)$$

式中, $\omega_o = 2\pi f_o$, 为 $U_c(t) = 0$ 时 VCO 的输出频率; K_o 为 VCO 的压控灵敏度 (Hz/V)。

二、锁相环的原理

若 PLL 的输入频率与 VCO 的中心频率相等, 即 $f_i = f_o$, PLL 处于锁定状态, 这时两信号的相位差会保持同步, 从而实现了相位锁定; 若输入信号频率 f_i 发生变化, 致使 $f_i \neq f_o$, 则相位比较器输出的相位差 $\theta_i - \theta_o$ 必须改变到足以产生能将压控振荡器频率移到 $f_o = f_i$ 的电压 $U_D(t)$ 上, 使 f_o 向 f_i 靠近, 直至 $f_o = f_i$ 。

上述锁相过程中, 在环路锁定的情况下, 输入信号的频率与输出信号的频率相等, 即 $f_o = f_i$, 而两者的相位差不相等, 即环路有一定的稳态相位差, 这个相位差用于使相位比较器产生直流电压 $U_c(t)$, 以控制 VCO 的频率与输入频率同步。

常用的锁相环有 LM567、CD4046 和 LM565 等, 前两者用量放大, 易购置。

第二节 锁相环 NE565 应用电路

NE565 是单片锁相环集成电路, 它广泛应用于频移键控 (FSK)、音频解码器、调频鉴频器、遥控接收机及其他领域。

一、NE565 内部电路框图与引脚排列

NE565 的内部电路框图如图 25.2 所示, 为双列直插 16 脚塑料封装。引脚排列如图 25.3 所示。

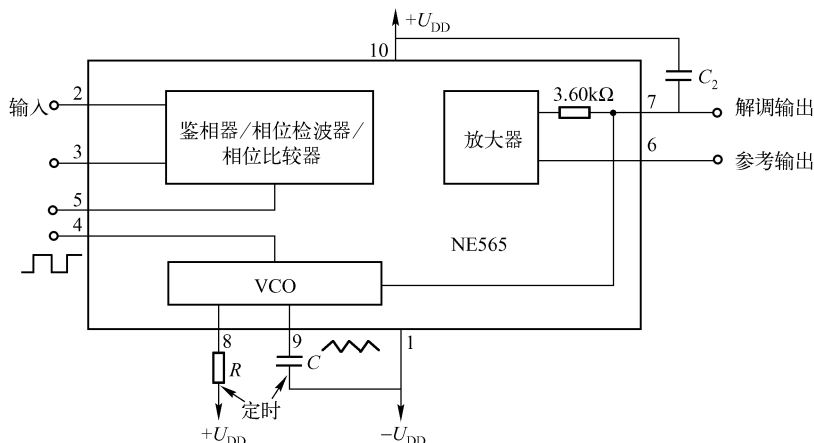


图 25.2 NE565 内部电路框图

NE565 内部主要有鉴相器（相位检波器/相位比较器）、放大器、压控振荡器（VCO）和低通滤波器等。

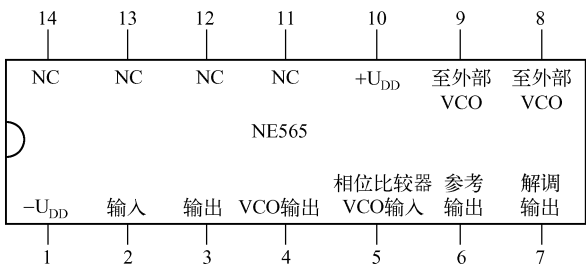


图 25.3 NE565 的引脚排列

二、设计应用知识

① 滤波器和解调器的应用频率范围为 0.001Hz ~ 500kHz。

② NE565 的中心频率由 VCO 的振荡频率确定，而 VCO 的振荡频率又通过外接电阻 R 、电容 C 来调整，即 $f_0 = 1.2 / (4RC)$ 。 R 接在 8 脚与 10 脚（正电源）之间， C 接在 9 脚与 1 脚（负电源）之间。 R 的取值范围为 2 ~ 20k Ω ，最佳值为 5k Ω ， C 可取任一值。

③ NE565 的电源通常取对称双电源，双电源的电压范围 $U_{DD} = \pm 6 \sim \pm 12V$ 。也可使用单电源，其范围 $U_{DD} = +12 \sim +24V$ 。

④ NE565 的相位检波器每端的典型输入阻抗为 10k Ω ，电路可锁定和跟踪交流信号，其跟踪幅度低达 1mV（RMS）。

⑤ NF565 的 9 脚输出解调信号，6 脚输出参考直流电压，这个参考电压逼近 9 脚的直流电位。

⑥ 输入信号的频率范围为 $(1 \pm 60\%)f_0$ ，即所谓的“锁定范围”。

⑦ NE565 的 VCO 可提供波形良好的、与 TTL 兼容的方波和三角波，如图 25.4 所示。

波形的上升时间 $t_r = 20ns$ ，下降时间 $t_f = 50ns$ 。

输出端 9 脚输出高度线性三角波。

⑧ NE565 的电气特性见表 25.1。此表为设计和应用提供了一些具体数据。

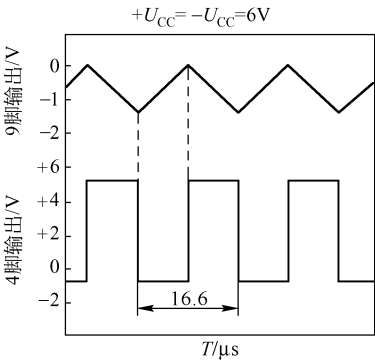


图 25.4 NE565 的 VCO 输出波形

表 25.1 NE565 的电气特性

参 数	单 位	最 小	典 型	最 大
电源电压	V	± 6		± 12
输入阻抗	k Ω	5	10	
跟踪输入电平	mV（RMS）	10		
VCO 特性				
中心频率	kHz		500	
温漂	PPM/ $^{\circ}C$		300	
电源电压漂移	%/V		0.2	1.5

(续表)

参 数	单 位	最 小	典 型	最 大
三角波				
输出电平	V	1.9	+5.2	
线性	V		-0.2	+0.2
方波				
逻辑1 输出电压	V	+4.9	+5.2	
逻辑0 输出电压	V		-0.2	+0.2
上升时间	ns		20	
下降时间	ns		50	
输出电流 (漏)	mA	0.6	1	
输出电流 (源)	mA	5	10	
解调输出				
输出电平	V	4.0	4.5	5.0
最大电压浮动	V_{p-p}		2	
输出电压浮动	mV_{p-p}		200	300
总谐波失真	%		0.4	1.5
输出阻抗	$k\Omega$		3.6	
偏置 (脚6对7)	mV		50	200
AMR 抑制	dB			40

三、应用电路

1. NE565 组成的信号跟踪器 (FM 解调器)

由 NE565 组成的信号跟踪器 (FM 解调器) 电路如图 25.5 所示, 该电路用对称 $\pm 6V$ 电源。

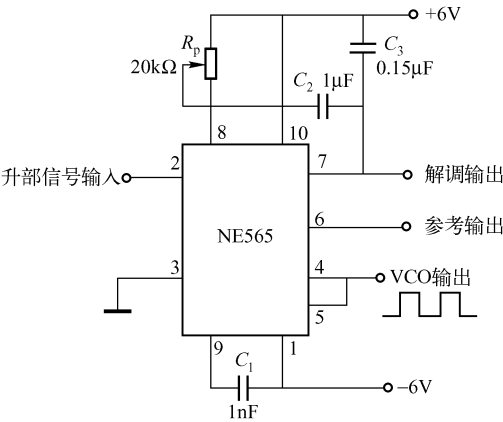


图 25.5 EN565 组成的信号跟踪器 (FM 解调器)

外部输入信号由 2 脚输入, 即内部鉴相器的一个输入端, 而另一端 3 脚接地。将 VCO 的输出端 4 脚与鉴相器的输入端 5 脚相短接, 便构成了完整的锁相环。

该电路的振荡频率为 $f_0 = 1.2 / (4R_p C_1)$ 。调节 R_p 可将 VCO 的频率锁定到输入频率。之所以会进入频率锁定状态, 是因为相位检波器的平均直流被放大后正比于输入频率和 VCO 频率之差, 并能对 VCO 的输入进行压控。

如果输入频率高于 VCO 频率, 则鉴频器的输出频率也升高, 并自动使 VCO 的频率向输入频率靠拢直至锁定。

电容 C_3 (7 脚 10 脚间) 和内接在 7 脚上的 $3.60\text{k}\Omega$ 电阻构成一个单极点环路滤波器, 产生一个延迟。如输入信号是噪声, 有突变或调频 (FM) 信号, 则 VCO 锁定于输入信号的平均频率, 并在 4 脚或 5 脚产生一个“纯净”的输出, 而在 7 脚上产生一个解调的 FM 输出。

接在 7 脚与 8 脚间的 C_2 ($0.001\mu\text{F}$) 的作用是保证电路的稳定性。

2. NE565 组成的 FSK 解调器

由 NE565 组成的 FSK 解调器电路如图 25.6 所示。

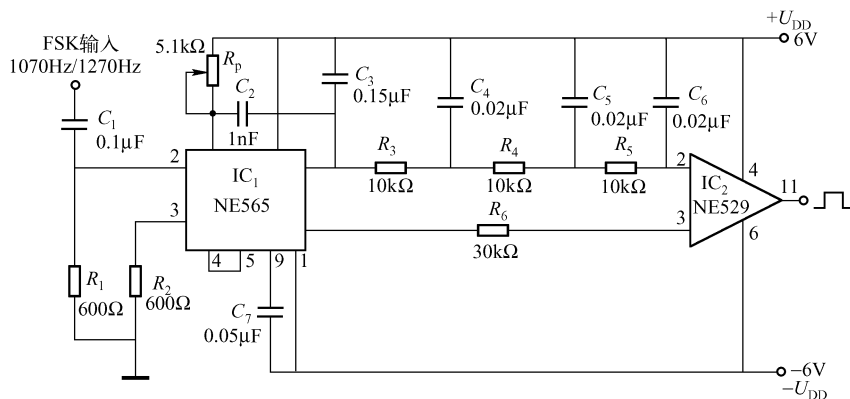


图 25.6 由 NE565 组成的 FSK 解调器

在数字通信系统中广泛采用频移键控 (FSK), 发射机根据由信号 (mark) 和空号 (space) 构成的二进制码产生一个连续的双频载波信号, 信号为逻辑 1 状态, 由一个音频来表征; 而空号为逻辑 0, 由另一个音频来表征。

在 FSK 接收机的解码器中, 又将两个音频载波转换成二进制信号。

NE565 的输入为 1070Hz 和 1270Hz 音频信号, 环路就锁定在 1070Hz 或 1270Hz 的频率上, 开始跟踪所输入的信号, 在输出端 7 脚有相应的直流漂移。在输出端 (7 脚) 之后接有三节 R-C ($10\text{k}\Omega - 0.02\mu\text{F}$) 滤波器, 用来消除输出中的载波分量。滤波器的上限频率大约在最大 FSK 键控速率 (300bit/s 或 150Hz) 和 2 倍输入频率 (约 2200Hz) 的中点上。

环路滤波电容 C_2 (用小容量 1nF 电容) 用于消除输出脉冲的过冲; NE565 的输入端 (2 脚) 用 C_1 隔直电容, 滤除信号中的直流分量, 2 脚和 3 脚均接 600Ω 电阻至地, 故 NE565 的输入电阻为 600Ω 。

NE565 之后接一个高速电压比较器 NE529。它内含一个肖特基二极管, 两个高速 TTL 门和一个精密放大器。NE529 常用在数模转换电路中, 也用于 TTL 与 ECL 之间的接口。

NE565 的输出端 7 脚和 6 脚分别接至 NE529 的两个输入端, 使 RC 滤波器的输出与

CMOS 电路兼容。

调节 R_p 将 VCO 的振荡频率锁定到 1070Hz 稍高的频率上，使其在加上 1070Hz 输入信号时，能得到略为偏正的输出电压。

该电路用于通信工程和其他需要频移键控解调的场合。

3. 60kHz FM 调制器

由 NE565 组成的 60kHz FM 调制器电路如图 25.7 所示，它由单电源（+12 ~ +24V）供电。

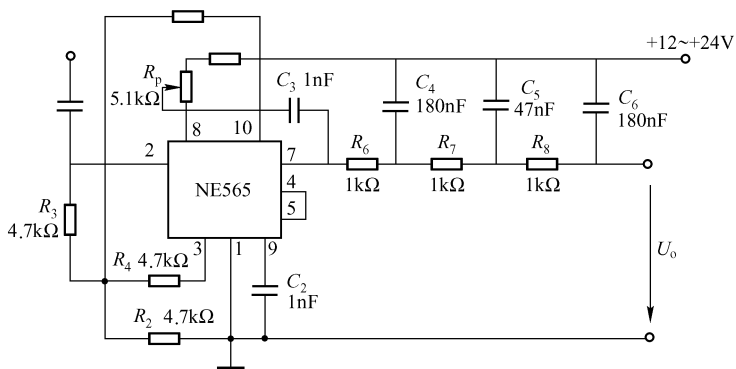


图 25.7 由 NE565 组成的 60kHz FM 调制器

60kHz 的调频 (FM) 信号经交流耦合到 2 脚上。VCO 的自由振荡频率由 R_5 、 R_p 和 C_2 设定，微调 R_p 使 VCO 的振荡频率设定在 60kHz 上，解码输入信号通过三节 R - C (1kΩ - 18nF) 滤波后输出，使输出信号中的噪声最小。

第三节 锁相环 NE566 应用电路

一、NE566 简介

锁相环 NE566 由电流源、斯密特触发器和两个缓冲放大器等组成，如图 25.8 所示。8 脚 DIP 封装的引脚排列如图 25.9 所示 (NE566 还有 14 脚封装形式)。

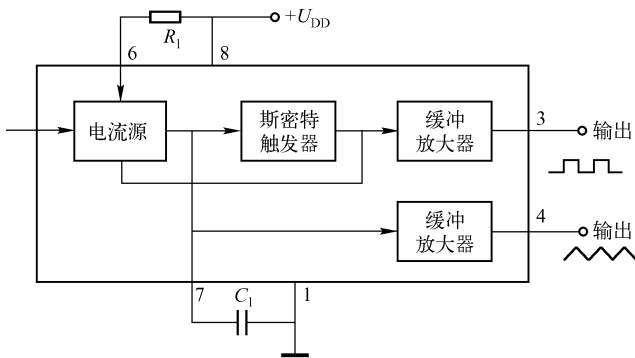


图 25.8 NE566 内部电路框图

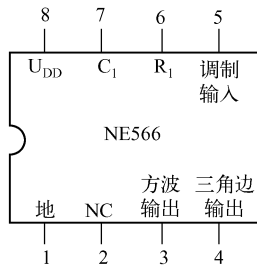


图 25.9 NE566 引脚排列

NE566 又叫通用函数发生器，它是一种线性压控振荡器，可产生固定或可变频率（最大可达 1MHz）的三角波和方波。在内部电路框图中 R_1 和 C_1 为外接电阻和电容。VCO 由一对压控电流源（图中用两个箭头指向）组成，它们对定时电容 C_1 进行线性充、放电，在电容上产生三角波，经缓冲放大由 4 脚引出；斯密特触发器则将三角波转换成方波，经缓冲放大后由 3 脚列出。

NE566 的电气特性见表 25.2。由表可见，不管是三角波输出，还是方波输出，其输出阻抗均为低阻抗 50Ω 。

表 25.2 NE566 的电气特性

参 数	单 位	最 小	典 型	最 大
电源电压	V	± 6		± 12
VCO 特性				
最大工作频率	MHz	1	1	
温漂	$\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	300	300	
电源电压漂移	$\%/V$	0.2	0.2	
控制端输入				
阻抗	$M\Omega$		1	
FM 失真（ $\pm 1\%$ 频偏）	%		0.5	1.5
最大扫速	MHz		1.0	
扫频范围		10:1		
三角波输出				
阻抗	Ω		50	
输出电平（峰－峰值）	V	5.0	5.4	
线性	%		0.5	
方波输出				
阻抗	Ω		50	
电压（峰－峰值）	V	5.0	5.4	
占空比	%	40	50	60
上升时间	ns		20	
下降时间	ns		50	

二、NE566 应用电路

1. 固定频率 FM 信号发生器

由 NE566 组成的固定频率 FM 信号发生器电路如图 25.10 所示。电路的外接定时元件为 R_3 和 C_3 。

电路的振荡频率由 C_3 、 R_3 、电源电压 U_{DD} 和控制电压 U_C （5 脚上的调制电压 U_C ）确

定, 即 $f_o = (U_{DD} - U_C) / (R_3 C_3 U_{DD})$ 。

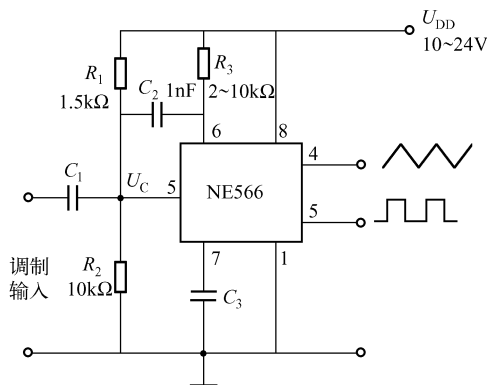


图 25.10 固定频率 FM 信号发生器

U_{DD} 一般固定; R_3 必须在 $2 \sim 20\text{k}\Omega$ 之间取值, 但 C_3 可以是任意值; 控制电压 U_C 必须在 $3U_{DD}/4 \sim U_{DD}$ 之间。

电路的 VCO 输出波形如图 25.11 所示, 它们是比较理想的波形。

当 $U_{DD} = 12\text{V}$, $R_3 = 4\text{k}\Omega$, $U_C = 10.5\text{V}$ 时, C_3 与 f 的关系成线性, 如图 25.12 所示。

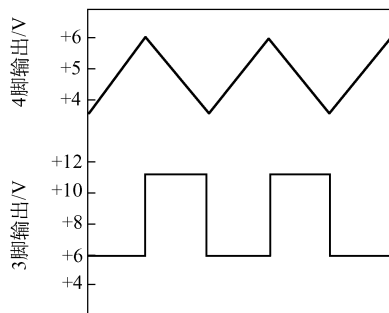


图 25.11 NE566 VCO 输出波形

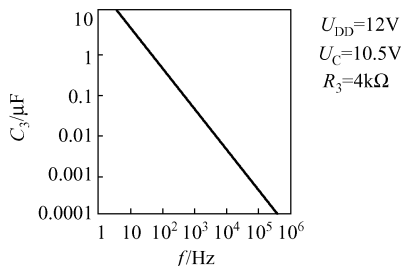


图 25.12 C_3 与 f 的关系

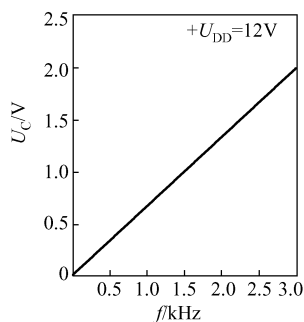


图 25.13 NE566 的控制电压 U_C 与额定频率 f 的关系

当 $U_{DD} = 12\text{V}$, $R_3 = \text{const}$, $C_3 = \text{const}$ 时, 控制电压 U_C 与频率 f 成线性关系, 如图 25.13 所示。

2. 三频段 FM 信号发生器

三频段 FM 信号发生器电路如图 25.14 所示。它和固定频率 FM 信号发生器没有本质区别, 只是把 7 脚与 1 脚的定时电容分成 C_3 、 C_4 、 C_5 三个并联电容, C_3 、 C_4 和 C_5 的容值可以任意选择。三电容波段为频率的粗调, 而频率的细调可通过调节电位器 R_{p1} 、 R_{p2} 和 R_{p3} 来调节输出的大小。

电路可调制输入信号为动态交流信号。

R_3 的作用是将输入阻抗提高到 $22\text{k}\Omega$ 。

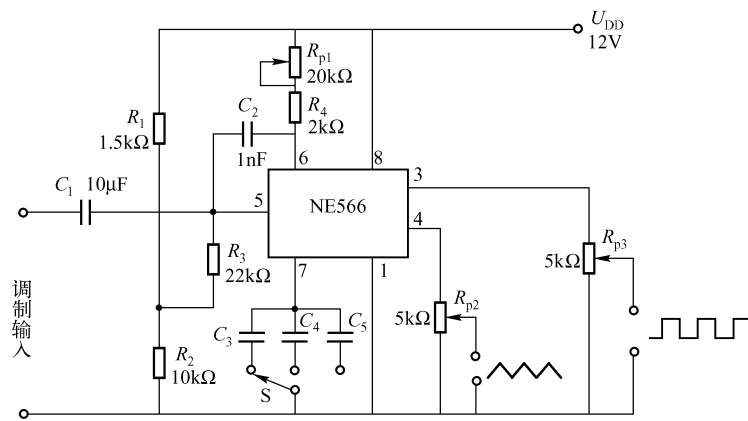


图 25.14 三频段 FM 信号发生器

第四节 锁相环音频译码集成电路 LM567 的应用设计

LM567 是锁相环音频译码集成电路，为美国国家半导体公司（NSC）的产品，可用 NE567、XR567 和 NJM567 等代替。

LM567 专用于解调某一单音频率的调制信号，其工作频率高达 500kHz，在遥控遥测、自动控制、振荡器和保安报警等领域应用广泛。

一、LM567 的组成与参数

1. 组成及引脚功能

LM567 常用 8 脚双列直插塑料封装，其内部组成与引脚排列如图 25.15 所示。

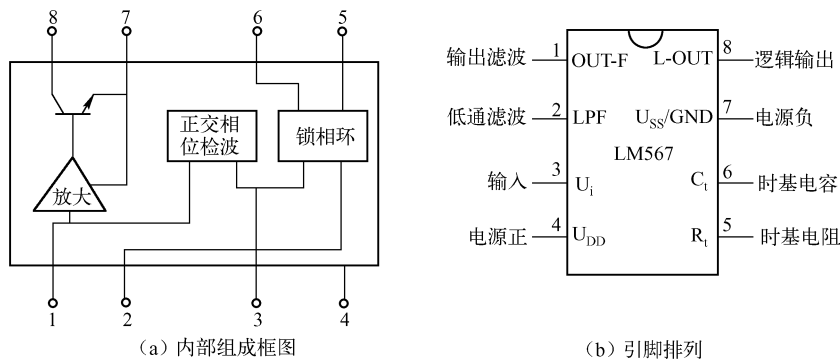


图 25.15 LM567 的组成及引脚排列

LM567 各引脚的功能如下：

- OUT - F—输出滤波器，外接滤波电容；
- LPF—低通滤波端，外接电容；

- U_i —输入端, 输入频率为 f_i ;
- U_{DD} —电源正端;
- R_i —时基电阻;
- C_i —时基电容;
- U_{SS} —电源负端;
- L - OUT—逻辑输出端。

2. LM567 的主要参数

- $U_{DD} = 4.75 \sim 9V$;
- 静态工作电流 $I_{sb} = 8mA$;
- 最高工作频率 $f_{om} = 500kHz$;
- 8 脚允许灌电流为 $100mA$ 。

设计电路时, 电路工作不能超过这些参数, 否则会引起元器件的损坏。

二、LM567 的设计使用方法

1. 中心频率 f_0 的确定

VCO 中心频率为

$$f_0 \approx \frac{1}{1.1 R_i C_i}$$

式中, R_i 为定时电阻, 跨接在 5、6 脚之间, 若取 $R_i = 2 \sim 20k\Omega$, 则 LM567 能解调出 $10Hz \sim 500kHz$ 范围内的单音信号; C_i 为定时电容, 接于 6 脚与 7 脚之间。

2. 捕捉带宽的确定

1 脚和 2 脚均对地接上一个电容器, 这样才能形成输出滤波网络和 PLL 低通滤波网络, 其中 2 脚上的外接电容 C_2 的容量决定了锁相环的捕捉范围, 即

$$B_w \approx 1070 \sqrt{\frac{U_i}{f_0 C_2}}$$

式中, U_i 为由 3 脚输入的正弦信号 (其他信号, 如方波等也可以) 电压的有效值, 要求 $U_i \geq 25mV$, 一般在 $100 \sim 200mV$ 之间。

$B_w \propto \sqrt{U_i / (f_0 C_2)}$, 当 $U_i = \text{const}$, $f_0 = \text{const}$ 时, 可通过改变 C_2 的容值来调节捕捉带宽。

3. 1 脚的外接电容 C_1 为正交相位检波器的输出滤波电容, 应满足 $C_1 \geq 2C_2$ 。

4. LM567 的选频设计

(1) 3 脚接输入信号

LM567 具有选频功能, 设计选频电路, 输入信号应通过电容 ($0.1\mu F$) 加到 3 脚上, 当输入信号的频率落到 VCO 的捕捉带宽内, 信号就会被锁定, 信号经放大、低通滤波、相位比较、相位检波、输出滤波和放大后, 由开路晶体管输出。

(2) 8 脚接上拉电阻 R_e

8 脚为开路晶体管的集电极, 将集电极与电源间接一个上拉电阻 R_e , 当输入信号频率不

接近 f_0 时, 内部放大器的输出为零, 晶体管截止, 8 脚呈高电平 (接近 U_{DD}); 当输入信号 ($U_i \geq 25\text{mV}$) 频率落在捕捉带宽 B_w 内或接近 f_0 时, 内部放大器输出为 1, 晶体管导通, 8 脚变为低电平。

利用 8 脚平时为 1, 选频时为 0 的特点, 通过外接继电器 (图中未画) 来控制外电路, LM567 的选频设计电路如图 25.16 所示。

5. 频率调制器设计

(1) 2 脚接输入信号

2 脚为 PLL 的低通滤波器的输入端, 当 2 脚加入调制信号 (输入音频信号) 经低通滤波器滤除带外噪声, 加至 VCO, 并对 VCO 的中心频率 f_0 进行调制, 然后由 5 脚输出调频信号。

(2) 中心频率由 $f_0 \approx 1/(1.1R_1C_1)$ 确定

LM567 频率调制器电路如图 25.17 所示。

6. 频率解调器设计

调制信号从 3 脚输入。

已调频信号通过电容 ($0.1\mu\text{F}$) 加到 3 脚, 当输入信号的中心频率与 LM567 内的压控振荡器的中心频率 f_0 相等时, 2 脚即输出已解调信号。LM567 解调器如图 25.18 所示。

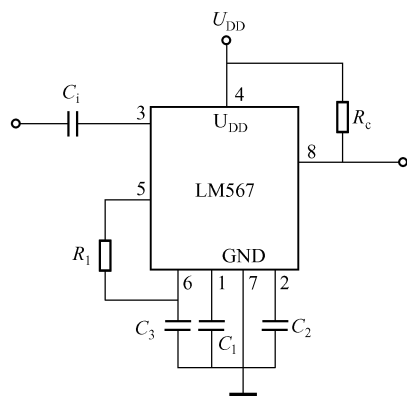


图 25.16 LM567 的选频设计

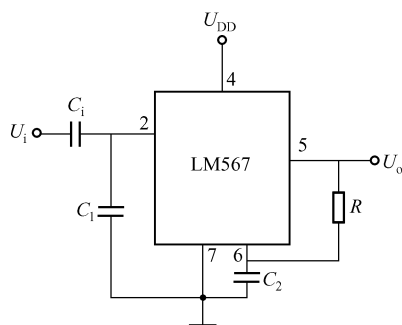


图 25.17 LM567 频率调制器

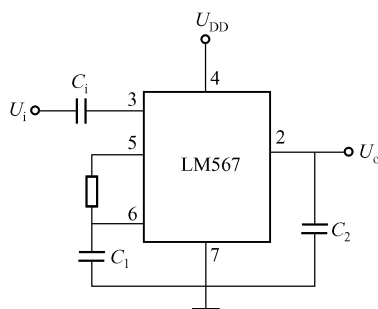


图 25.18 LM567 频率解调器

三、电路设计举例

利用 LM567 设计一个红外线遥控系统, 要求控制距离为 7 ~ 8m。

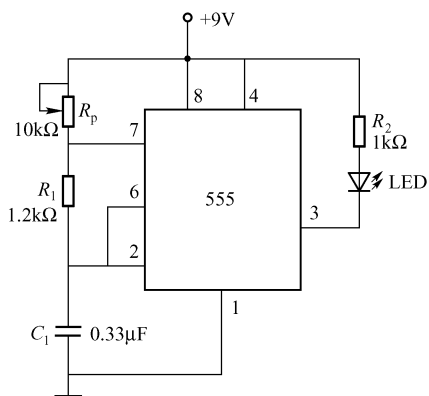
1. 红外发射器

红外线遥控系统包括发射器和接收器, 红外发射器需采用脉动直流驱动发射, 发射元件用红外发光二极管 LED, 利用 555 时基电路可驱动红外管, 具有较高的辐射强度, 可使控制距离达到 7 ~ 8m。

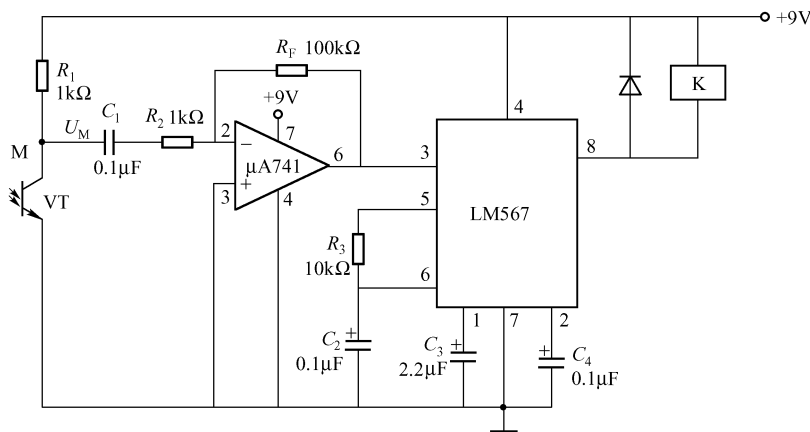
选用 9V 叠层电池, 可使发射器体积较小, 用 12V 的小电池更好 (体积更小), 但不够

经济, 555 的振荡频率为 $f = \frac{1.443}{(R_p + 2R_1)C_1}$, 调节电位器 R_p 可改变发射频率。

选用波长为 $0.88\mu\text{m}$ 的红外发光二极管, 它按频率为 f 的方波振荡电流向空间辐射红外光。红外发射器设计电路如图 25.19 (a) 所示。



(a) 红外发射器



(b) 红外接收器

图 25.19 红外线遥控系统

2. 红外接收器

红外接收器采用 LM567 作为选频元件, 它必须按照选频电路来设计, 即信号从 3 端输入, 从 8 端输出。信号是频率为 f (上面公式所确定的频率) 的红外调制光, 需用光敏管接收这种红外光并将其转换成电流。

设计步骤如下:

① 选用峰值波长为 $0.88\mu\text{m}$ 的光敏晶体管。当光敏管接收到红外光时, 便产生了频率与发射频率相同的光电流或电压 U_m , 见图 25.19 (b)。

② 选用放大器并确定放大倍数。因为 U_m 很小, 需放大。故设计交流放大器的放大倍数 $A_F = R_F/R_2 = 100\text{k}\Omega/1\text{k}\Omega = 100$ 。被放大的信号送入 LM567 的 3 脚。

③ LM567 作为选频电路, 信号必须从 8 脚输出。

④ 设定 LM567 的压控振荡器的中心频率，即

$$f_0 \approx \frac{1}{1.1R_3C_2} = \frac{1}{1.1 \times 10 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}} \text{Hz} \approx 910\text{Hz}$$

⑤ 令 $C_4 = 0.1\mu\text{F}$ ，选 $C_3 = 2.2\mu\text{F}$ ，满足 $C_3 \geq 2C_4$ 。

⑥ 选择继电器。在电源与 8 脚之间直接接小型继电器。继电器的吸合电流较大，它的吸合电流能否将 LM567 烧毁，这需查它的电参数，LM567 的灌入电流为 100mA，因此必须选择吸合电流 $\leq 100\text{mA}$ 的 9V 小型继电器。

设计电路如图 25.19 (b) 所示。平时，LM567 的 8 脚为高电平，继电器线圈两端的电压接近于零，故不吸合；当接收到红外线后，经光电转换，LM567 的 8 脚输出低电平，继电器线圈的电压约 9V，因此 K 吸合，利用它的常开或常闭触点控制其他设备，实现了红外遥控。

3. 调试

LM567 的中心频率已经固定，因此，只有调节发射电路的振荡频率，使 LM567 的 $f_i = f_0$ 。将红外发射器与接收器相距 5 ~ 6m，调节发射器中的 R_p 使继电器动作即可。

第五节 锁相环 CD4046 的应用电路

CD4046 主要用于调频 (FM) 信号的调制与解调、频率合成、电压/频率转换及各种音频的产生等领域。CD4046 的应用非常广泛，应予以重视。

一、CD4046 的内部电路框图和引脚

CD4046 内含一个前置放大器 A、两个相位比较器 PC I 和 PC II、一个压控振荡器 VCO 和一个低通缓冲放大器 (源极跟随器) 等，如图 25.20 (a) 所示。CD4046 为 16 脚双列直插封装，其引脚排列如图 25.20 (b) 所示，各引脚的功能见表 25.3。

表 25.3 CD4046 的引脚功能

引 脚 号	符 号	功 能
1	Q_p	是相位比较器 PC II 的锁定指示输出端，当电路进入锁定状态时，该脚输出高电平 1，而在失锁时该脚输出低电平 0
2	Q_{cI}	Q_{cI} 是相位比较器 PCI 的输出端， Q_{cII} 是相位比较器 PC II 的输出端，通过它们的外接电阻 R_3 、电容 C_2 组成低通滤波器并送入 VCO 的控制端 COMP (9 脚)
13	Q_{cII}	
3	COMP	比较输入端
4	Q_{VCO}	VCO 的输出端
5	INH	VCO 的禁止端，该脚置高电平 1 时，VCO 禁止工作；该脚置低电平 0 时，VCO 工作
6	C_1	6 脚与 7 脚外接电容 C_1 。外接电容 C_1 和外接电阻 R_1 (见 11 脚功能)，决定 VCO 的振荡频率
7	C_2	

(续表)

引脚号	符号	功能
16	U_{DD}	16 脚为外接电源的正端, 8 脚为外接电源的负端, 单电源工作时 U_{SS} 接地
8	U_{SS}	
9	VCO_{IN}	VCO 的输入控制端
10	Q_{DEM}	为低通滤波后源极输出器的输出端
11	R_1	11 脚对地外接电阻 R_1 。 C_1 和 R_1 决定 VCO 的振荡频率
12	R_2	外接电阻 R_2 , R_2 决定 VCO 的最低振荡频率 f_{min} , R_2 阻值减小时, f_{min} 增大, 频率范围会缩小
14	S_{IN}	信号输入端, 一般要求其输入信号电压不小于 100mV
15	D_Z	内部稳压二极管 VDW 的正电压输出端, 为外电路提供稳压电源, 稳压范围 $U_z = 4.45 \sim 6.15V (I_z = 50mA)$, 一般为 5.2V 左右, 在电路中需外接限流电阻

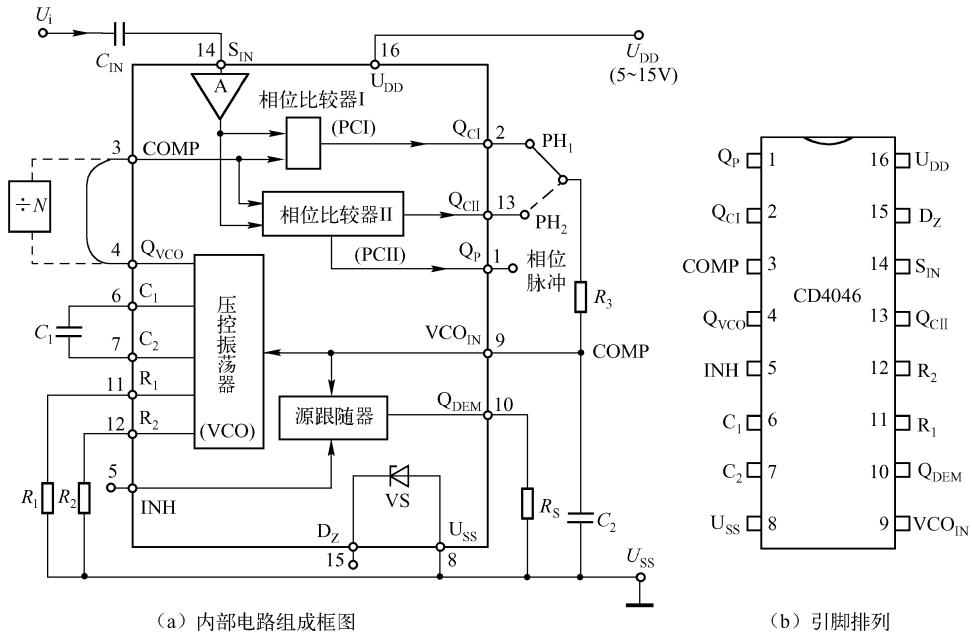


图 25.20 CD4046 的内部电路框图和引脚排列

二、设计应用知识

1. 14 脚 (S_{IN}) 的输入信号

对于输入到 14 脚 (S_{IN}) 的信号有以下两种情况:

- ① 如果输入的是 CMOS 逻辑电平信号, 即低电平小于或等于 $(U_{DD} - U_{SS}) \times 30\%$ 、高电平大于或等于 $(U_{DD} - U_{SS}) \times 70\%$ 的信号, 可直接加到 14 脚。
- ② 若输入信号的幅值较小, 则应经电容器 C_{IN} 后再加到 14 脚。这是因为 CD4046 内部有

一个自偏置放大器 A。

2. 两个相位比较器

CD4046 内有两个相位比较器，一个为异或门鉴相器，表示为 PC I，另一个是鉴频鉴相器，表示为 PC II。二者对输入信号的要求及工作过程不同。

异或门 PC I，为了使锁定范围最大，信号输入端 S_{IS} 和比较器输入端 COMP 的输入信号必须是占空比为 50% 的方波信号。

当无信号或有噪声输入时，PCI 输出的平均电压为 $U_{DD}/2$ ，经 R_3 、 C_2 组成的低通滤波器处理后送到 VCO_{IN} 端，使 VCO 在中心频率 f_0 上起振。

通常，将锁相环由起始的失锁状态到锁定状态所允许的输入信号频率范围定义为频率捕捉范围 ($2f_c$)，将锁相环始终处于锁定状态时所允许的输入信号频率范围定义为锁定范围 ($2f_L$)，一般 $f_c \leq f_L$ 。

相位比较器 PCI 有下列两个特点：

- ① 能锁定接近 VCO 中心频率的谐波输入频率。
- ② 加在 PC I 输入端的两个输入信号的相位差在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间，在中心频率 f_0 处的相位差为 90° 。

相位比较器 PC II 是一个边沿控制的数据存储器，它主要由四个触发器、控制门和三态输出门组成。由于输入信号仅在上升沿起作用，因此对输入信号的占空比无限制。

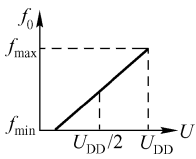
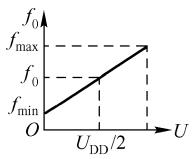
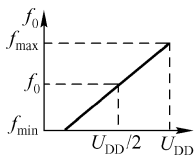
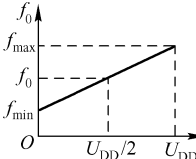
当 14 脚输入信号的频率高于 3 脚输入信号的频率时，低通滤波器 $R_3 - C_2$ 的输出电压上升；反之，3 脚输入信号的频率较高时，低通滤波器输出电压下降；当两个输入信号的频率和相位都相等时，输出端为高阻状态，滤波器输出电压保持不变

1 脚输出高电平 1 时，表示已处于锁定状态。若 14 脚无信号输入，则 PC II 使 VCO 处于最低振荡频率下。

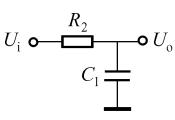
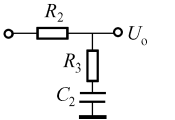
3. 设计 VCO 的振荡频率

表 25.4 列出了 PC I /PC II、VCO 与外部元器件的关系特性，图 25.21 所示为 VCO 的频率特性。利用它们可设计出给定频率下的外接元器件 R_1 、 R_2 和 C_1 的数值。

表 25.4 PC I /PC II、VCO 与外部元器件的关系特性

	使用 PC I		使用 PC II	
	VCO $R_2 = \infty$			
VCO f_0				
无输入信号	VCO 调节在 f_0 上		VCO 调节在 f_{\min} 上	
锁定范围	$f_L = \text{整个 VCO 覆盖范围内}$		$f_L = (f_{\max} - f_{\min})/2$	

(续表)

	使用 PC I	使用 PC II
	VCO $R_2 = \infty$	
捕捉范围	 $\tau = R_2 C_2$ $2f_c = 1/\pi \cdot \sqrt{2\pi f_L/\tau}$	 $f_c = f_L$
两信号相位差	f_0 处 90° 锁定范围内为 $0^\circ \sim 180^\circ$	锁定在 0° 上
锁定谐波	能	不能
噪声容限	高	低
VCO 的外部元件选择步骤	<p>给定 f_0, 用图 25.21 (a) 确定 R_1、C_1</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. 给定 f_c; 2. 给定 f_{\min}, 由图 25.21 (b) 确定 R_2、C_1; 3. 给定 f_{\max}/f_{\min}, 由图 25.21 (c) 确定 R_2/R_1, 再求 R_1; 4. 求 f_L 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 给定 f_{\max} 用 $f_0 = f_{\max}/2$ 求 f_0; 2. 由图 25.21 (a) 确定 R_1、C_1 <ol style="list-style-type: none"> 1. 给定 f_{\min}, 由图 25.21 (b) 求 R_2、C_1; 2. 给定 f_{\max}/f_{\min}, 由图 25.21 (c) 求得 R_2/R_1, 再由 R_1

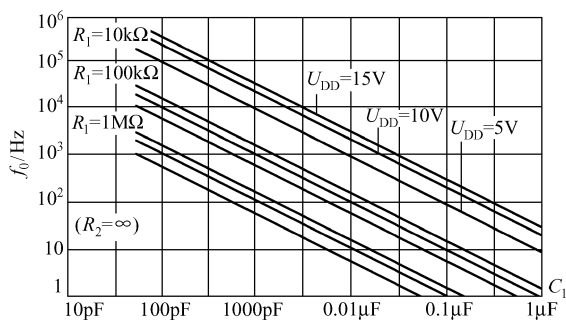
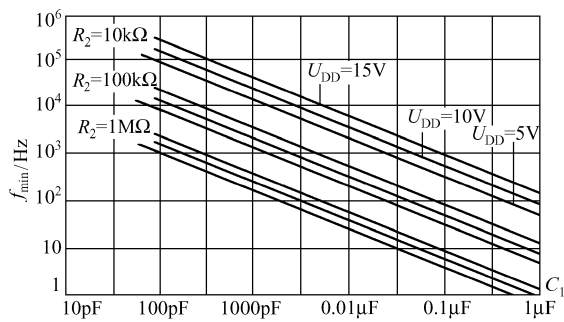
(a) C_1 和 f_0 的关系(b) C_1 和 f_{\min} 的关系

图 25.21 VCO 的频率特性

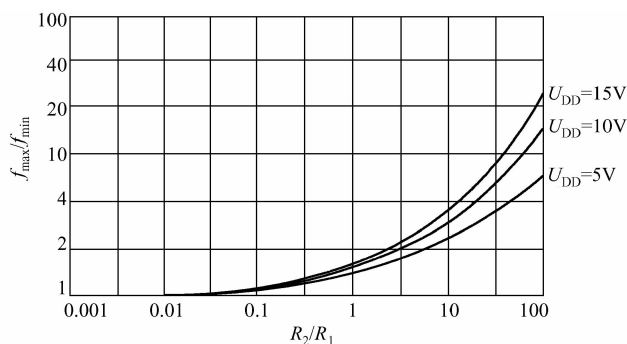
(c) R_2/R_1 和 f_{\max}/f_{\min} 的关系

图 25.21 VCO 的频率特性 (续)

三、应用电路

CD4046 PLL 电路具有许多优良特性, 其应用十分广泛, 下面介绍一些实用电路。

(一) 基本应用

1. CD4046B “净化” 信号的电路

“净化” 输入信号电路如图 25.22 所示。这是一个锁相环电路, 锁相环能跟踪并锁定输入信号的频率。压控振荡器 VCO 能产生清晰、对称的输出波形, 即使输入信号含有噪声或非对称波形, VCO 的这种性能也能发挥作用, 使其输出不受影响, 即使输入信号得到 “净化”。

2. V/F (电压/频率) 转换器

V/F 转换器电路如图 25.23 所示, 当输入信号 U_i 从 U_{SS} 变化到 U_{DD} 时, VCO 输出端 (4 脚) 的输出信号的频率成线性变化, 频率范围依外接 R_1 和 C_1 值的不同而异。

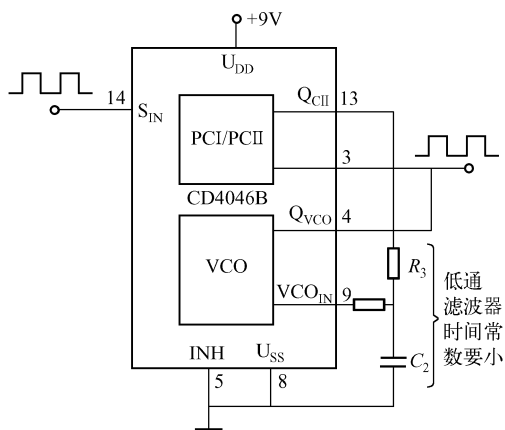


图 25.22 “净化” 输入信号的电路

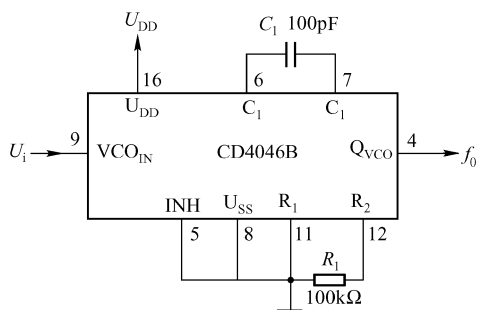


图 25.23 V/F 转换器

3. 脉冲群发生器

利用 PLL 组成的脉冲群发生器电路如图 25.24 所示。VCO 接成一个可调谐的压控振荡

器。由门电路 CD4069 组成的 RC 振荡器产生控制信号加到 CD4046 的禁止端 INH，当 INH 为 1 时，压控振荡器停振。

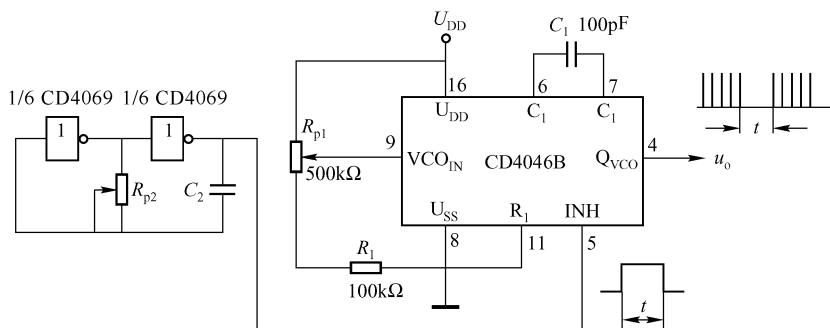


图 25.24 脉冲群发生器

RC 振荡器的脉宽 t 要明显大于压控振荡器的振荡周期。调节 R_{p2} 即可改变脉宽 t 的大小，即改变脉冲串之间的隔间（即停振时间）；调节 R_{p1} 可改变 VCO 的振荡频率。

4. 由 CD4046 组成的倍频器

(1) PLL 倍频器的基本电路

PLL 倍频器的基本电路如图 25.25 所示，图中的 N 为分频器，可由二进制计数器或十进制计数器组成。

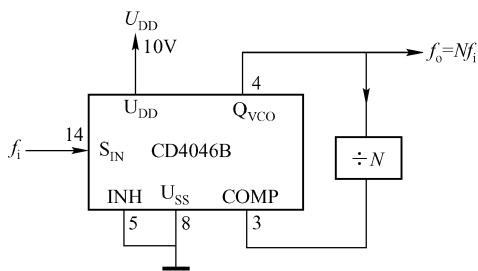


图 25.25 PLL 倍频器的基本电路

当锁相环锁定时，计数器（分频器）输出信号频率和锁相环输入信号频率 f_i 相等时，从而在计数器时钟输入端（即 VCO 输出）得到 N 倍频输出信号 ($f_o = Nf_i$)。

当输入信号来自晶体振荡器时，就能得到一个相同精度的输出信号。

(2) 实用的 PLL 倍频 ($N=10$ 或 100) 电路

实用 PLL 倍频 ($N=10$ 或 100) 电路如图 25.26 所示。

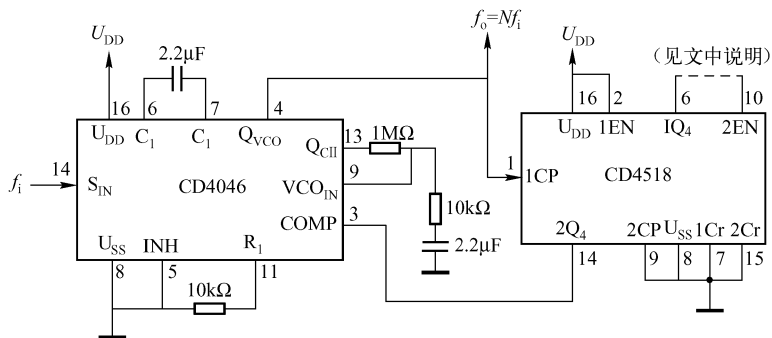


图 25.26 实用 PLL 倍频 ($N=10$ 或 100) 电路

① 这是一个锁相环电路, 将 N 分频电路的输出信号送入比较器的输入端 (3 脚), 当 CD4046 锁定时, VCO 的输出端 (4 脚) 便输出 Nf_i 的信号。

② 10 倍频电路。CD4518 为双十进制计数器, 由它可组成多种倍频器。本电路是将 CD4046 的 3 脚与 CD4518 的 6 脚相连 (即 10 脚 2EN 要接地) 便接成 10 倍频电路, 即从 1CP (CD4518 的 1 脚) 输入 10Hz 信号, 1Q₄ 便输出 1Hz 信号 ($N=10$)。CD4518 的 14 脚为倍频器的输出端, 它将信号再送入 CD4046 的输入端 3 脚。

实验结果: 将 50Hz 市电降压至 4V (有效值) 输入至 CD4046 的 14 脚, 数字频率计显示 $f_o = 0.500\text{kHz}$ 。

③ 100 倍频电路。将 CD4518 的 1Q_A (6 脚) 和 2EN (10 脚) 短接, 则从 2Q₄ (14 脚) 端的输出信号频率为 1Hz, 当 CD4046 锁定时, 输出频率为 $f_o = Nf_i = 100f_i$ 。

实验结果: 将 4V 的市电输入到 CD4046 的 14 脚, 则数字频率计的显示值 $f_o = 5.000\text{kHz}$ 。

④ 用 $f_i = 1000\text{Hz}$ 输入 CD4046 的 14 脚, 不管 $N=10$ 还是 $N=100$, 数字频率计显示 $f_o = 0.000\text{kHz}$ 。 f_i 的频率不高于 200Hz, 一般取 $f_i = 1 \sim 200\text{Hz}$ 。

PLL 倍频器可用于低频测量, 数字计数器 (即数字频率计) 测量低频时有很大的误差, 若将低频信号倍频后再测量, 其误差会大大降低。

5. 频率变换电路

将某一信号或电源的频率经过 PLL 电路后变换为另一频率就是频率变换电路。用 PLL 变换频率的原理如图 25.27 所示。图中, PD 为鉴相器; LPF 为低通滤波器 (外接); VCO 为压控振荡器; M、N 为分频器, 图 (a) 和图 (b) 是等价的, 图中的数字为 CD4046 的引脚。

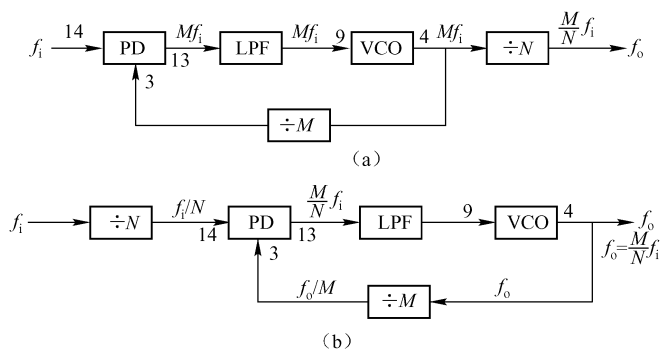


图 25.27 CD4046 锁相环频率变换框图

将 50Hz 变换为 60Hz 或将 60Hz 变换为 50Hz 电路如 25.28 所示。先将输入频率倍增至所需频率的最小公倍数, 然后再进行分频得到所需要的频率。电路的形式同图 25.27 (b)。图 25.28 中的 R_2 、 C_2 即为低通滤波器; CD4046 都是用一块集成电路。

6. 压控振荡器电路

(1) 可调频简单的压控振荡器

可调频简单的压控振荡器电路如图 25.29 所示。

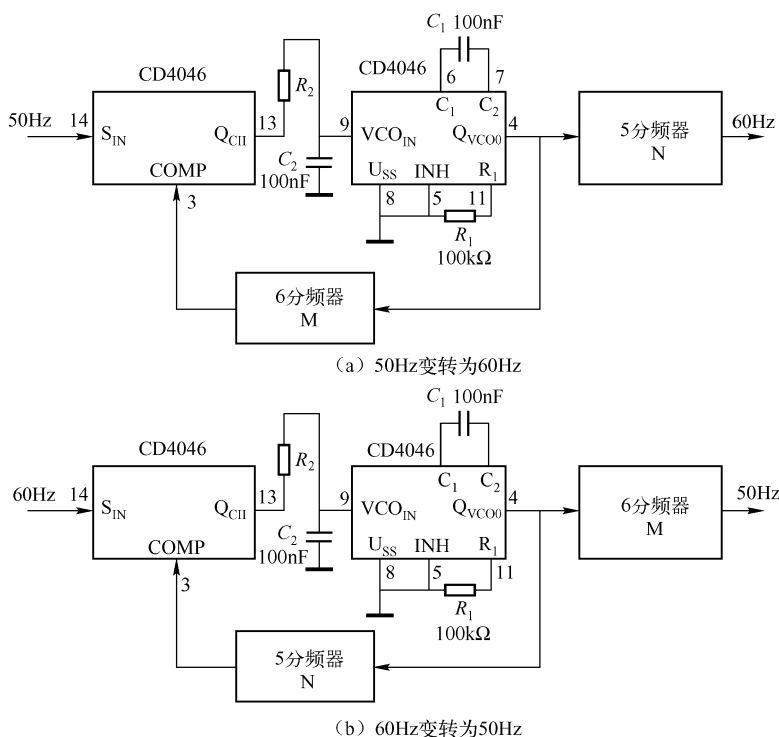


图 25.28 PLL 用于电源频率变换的电路

电路的特点如下:

① VCO 的输入端直接接到电源上，它的控制电压是固定的，使电路成为基本的方波振荡器。

② 通过电位器 R_p 可使频率在 10:1 范围内调节, VCO 输出端 (4 脚) 与相位比较器的输入端 (3 脚) 相连接。这是一个简单的可调频 (100Hz ~ 1.5kHz) 方波发生器。

实验结果: $R_p \uparrow \rightarrow f_o \downarrow$, R_p 最大时 ($R_p = 220k\Omega$), $f_o = 95Hz$; $R_p = 0$ 时, $f_o = 1.541kHz$

③ 如若3脚悬空,比较器将自振于20MHz左右,并在压控振荡器输出波形的顶部叠加上一个高频信号。

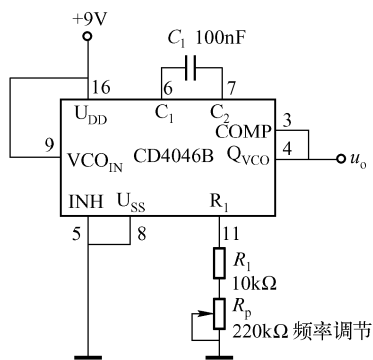


图 25.29 可调频简单的压控振荡器

(2) CD4046 宽频带压控振荡器

CD4046 宽频带压控振荡器电路如图 25.30 所示, 本电路 VCO 控制电压由电位器 R_p 控制。通过改变 VCO 的控制电压, 频率从接近于 0 变化到 1.4kHz。当 9 脚上的电压调至 0V 时, 其频率很低, 几乎接近于零。9 脚的有效控制范围约从 1V ~ ($U_{DD} - 1V$), R_p 在电源的两个极端有几百毫伏的控制死区, 电路如图 (a) 所示。

实验结果: 当 9 脚上的电压 $U_9 = 0$ 时, $f_o = 0.000\text{kHz}$; $U_9 = 8.30\text{V}$ 时, $f_o = 2.241\text{kHz}$ 。

图 25.30 (b) 所示为消除 R_p 两端控制死区的电路, 这样, 频率可完全降至 0。方法是: 在 R_p 两端串联一只硅二极管, 并在 12 脚与 16 脚之间连接一个高阻值 (10M Ω) 电阻。但

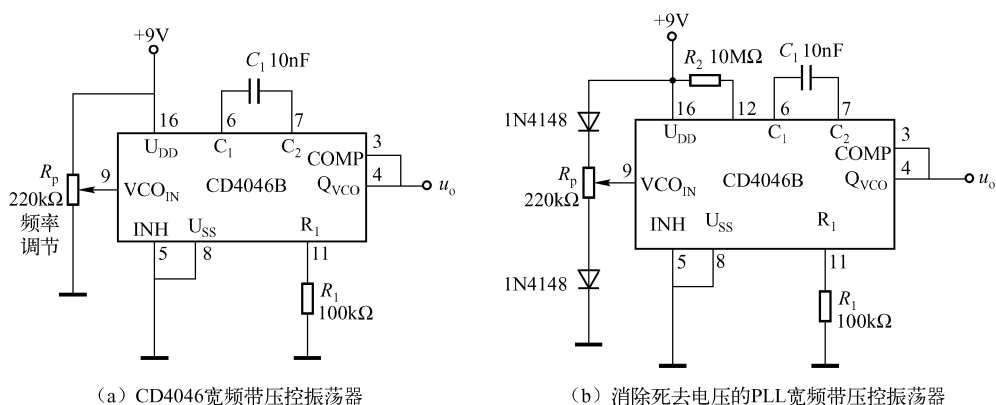


图 25.30 CD4046 宽频带压控振荡器

是, 当频率降至零时, 压控振荡器的输出是随机的, 可能置于逻辑 0, 也可能是逻辑 1。

(3) 可限定 f_{\min} 和 f_{\max} 的压控振荡器

在 CD4046 的 12 脚和地之间接入 R_2 , 在压控振荡器限定范围内由 R_2 、 C_1 确定 f_{\min} ; 由 C_1 和 $R_1 // R_2$ 确定 f_{\max} 。通过改变 R_p , 频率可从 60Hz 变化到 1.4kHz。电路如图 25.31 (a) 所示。

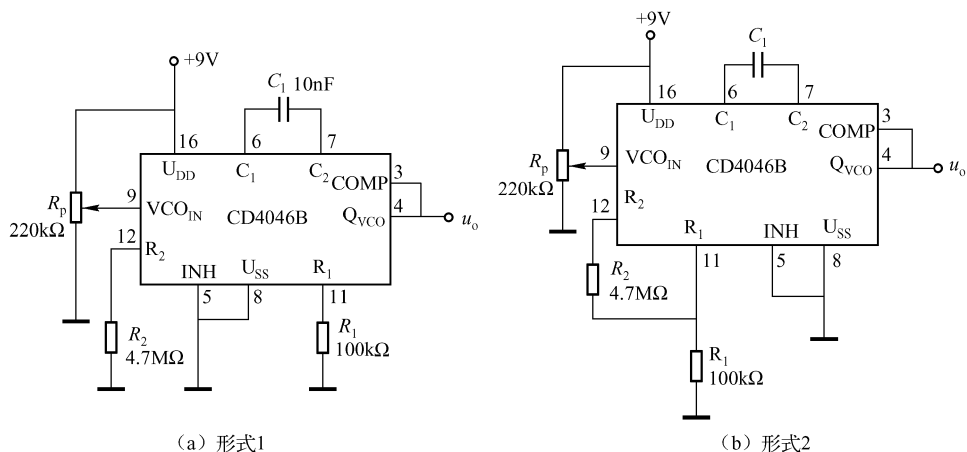
图 25.31 可限定 f_{\min} 和 f_{\max} 的压控振荡器

图 25.31 (b) 所示是压控振荡器限定频率范围的另一种形式, f_{\max} 由 R_1 、 C_1 确定; f_{\min} 由 C_1 和 $(R_1 + R_2)$ 确定。适当选择 R_1 和 R_2 值, 该电路可使 VCO 的频率覆盖 (f_{\max}/f_{\min}) 达到从 1:1 到接近无限宽范围。

(4) 互补方波输出电路

将压控振荡器的输出端 (4 脚) 和相位比较器的输入端 (3 脚) 相连, 输入端 (4 脚) 接至 U_{DD} , 则电路的 2 脚和 4 脚输出互补方波 (相差 180°), 电路如图 25.32 所示。

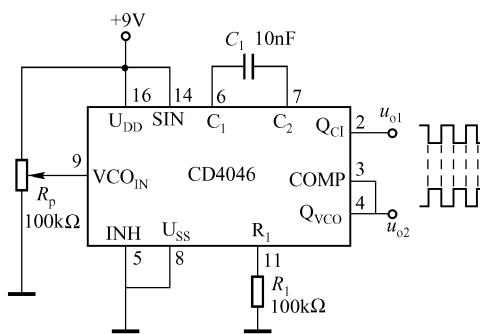


图 25.32 互补方波输出电路

(5) 选通控制输出电路

控制禁止端 INH 的逻辑电平, 可控制 CD4046 输出脉冲串的脉冲数量, 这里给出三种电路, 如图 25.33 所示。

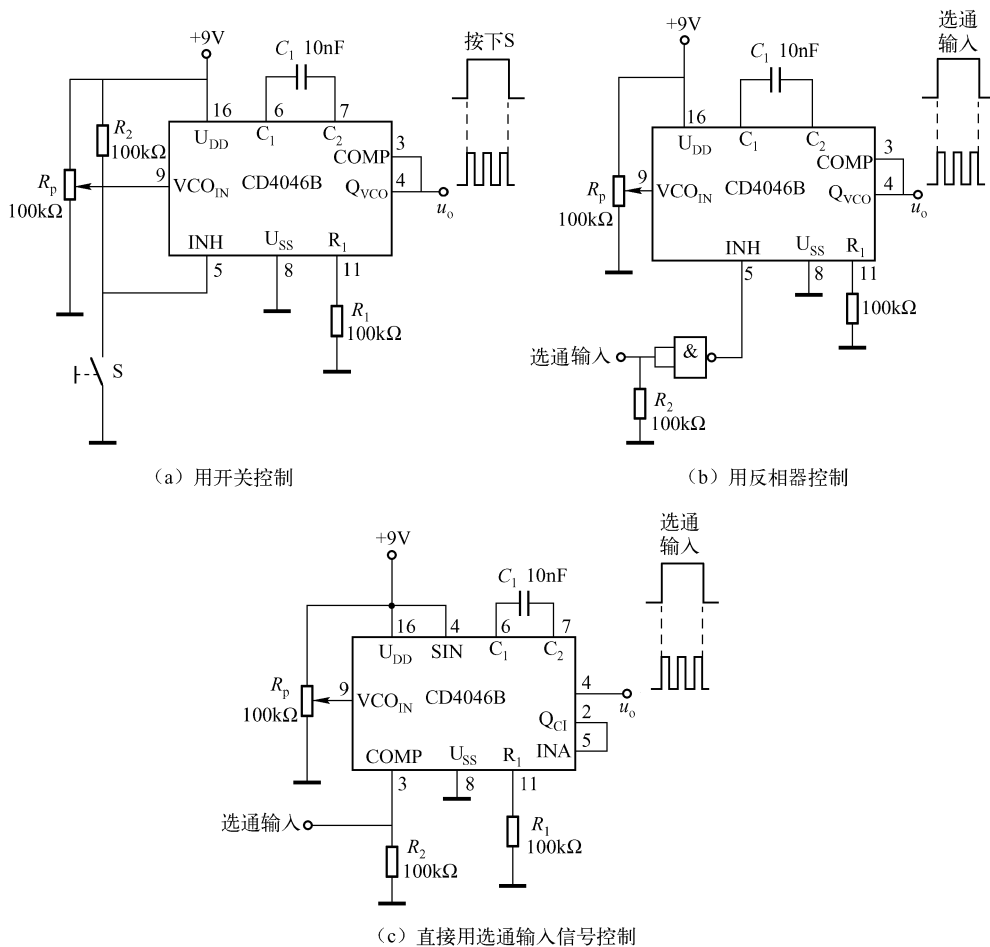


图 25.33 选通控制输出电路

图 (a) 电路用开关 S (S 为点动开关) 直接控制 INH 的输入电平, 不按 S 时, $INH = 1$, 电路不工作; 按 S 时, $INH = 0$, 电路工作。

图 (b) 电路用非门控制 INH 的电平, 将选通输入置 1 时, $INH = 0$, 电路工作; 反之, 电路停止工作。

图 (c) 电路直接用选通输入信号控制 INH 的电平, 输入为 1 时, 电路停止工作; 反之, 电路工作。

(二) 音响效果和报警电路

CD4046 广泛应用于音响效果和警笛电路, 用于音响电路, 它能发出靓声、逼真的声响; 用于警笛电路, 它能产生各种报警声。

1. 变音调警笛电路

变音调警笛电路如图 25.34 所示。当开关 S 闭合时, C_1 经 R_1 指数充电, 使 CD4046 的压控输入端 (9 脚) 的电压按指数规律上升, 压控振荡器的频率从 0 缓慢上升至某一最高频率, 声调由低变高; 当 S 断开时, C_1 经 R_2 放电, 使压控振荡器的输入电压按指数下降, 声调由高变低; 反复按压开关 S, 可使电路发出类似消防车警笛的音响。该电路可应用于玩具。

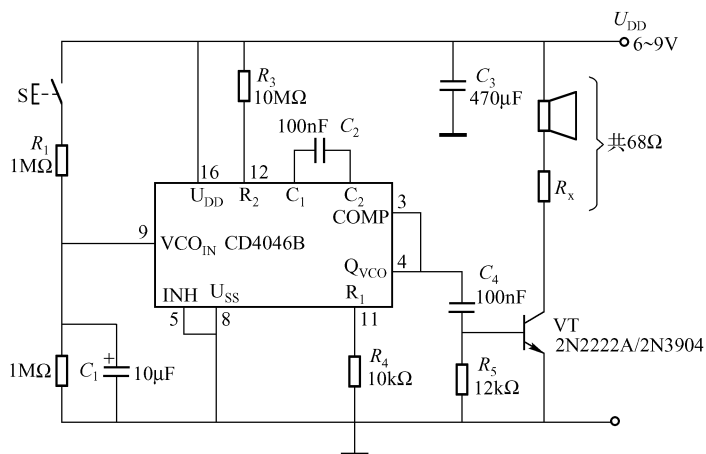


图 25.34 变音调警笛电路

2. 快启动报警电路

快启动报警电路如图 25.35 所示。当开关 S 闭合时, M 点的电位为 $1/2U_{DD}$, CD4046B 的 9 脚电位约为 $0.5U_{DD} - 0.7V$ 。此电压迅速将电容 C_1 充电到 $0.5U_{DD} - 0.7V$, 这时, 压控振荡器的频率也快速由低变高。S 断开时, C_1 向 R_3 缓慢放电 (放电时间常数 $\tau = R_3C_1 = 100s$), 电路的声调缓慢由高变低。

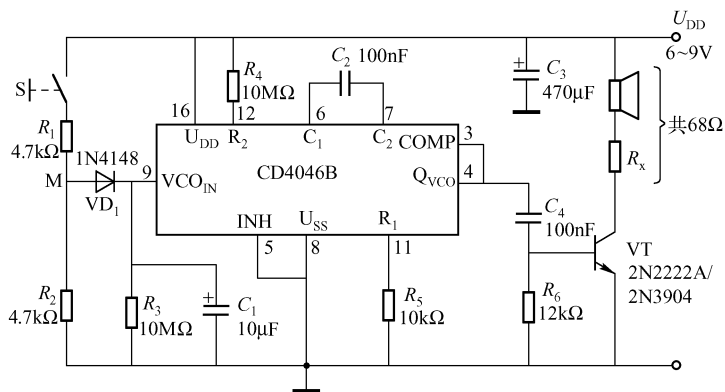


图 25.35 快启动报警电路

3. “太空枪”声发生器

“太空枪”声发生器本质上是一个滑音发生器, 电路由键控振荡器 (由 CD4011 组成)

由与非门 CD4011 组成的键控振荡器的频率, 实测 $f = 12.0\text{Hz}$, 即周期 $T = 83.4\text{ms}$, 其脉冲宽度约为 4ms 。该振荡器的振荡由 2 脚上的电压 U_M 控制, 当开关 S 开启时, $U_M = 0$, 振荡器停振; 当 S 闭合时, $U_M = 1$, 振荡器振荡。

由 CD4046B 组成的压控振荡器的振荡, 由其 9 脚上的电压控制, 当 CD4011 输出高电平时, C_2 通过 R_3 , VD_2 迅速充电 (充电时间常数 $\tau \approx 1.7\text{ms}$); 当 CD4011 输出低电平时, C_2 通过 R_5 放电 (放电时间常数 $\tau' = R_5 C_2 = 220\text{ms}$)。

CD4046 压控振荡器的振荡频率主要由 C_2 决定 (在其他元器件参数不变的情况下), 通过实测, 当 $C_3 = 82\mu\text{F}$ 时, $f_0 = 1300\text{Hz}$; $C_3 = 100\mu\text{F}$ 时, $f_0 = 1075\text{Hz}$; $C_3 = 220\mu\text{F}$ 时, $f_0 = 464\text{Hz}$ 。

通过试听,当 $C_3=100\mu\text{F}$ ($f_0=1075\text{Hz}$) 时,其声响效果最佳,扬声器发出所谓的“太空枪”声响。 $C_3=82\mu\text{F}$ 和 $C_3=220\mu\text{F}$ 的声响效果也不错。

当点压开关 S 时，“太空枪”发出单声音响；当长压 S 时，“太空枪”发出连续音响。不管点压还是长压 S，音响效果都很动听。

该电路可用于玩具冲锋枪、手枪及其他一些场合。

4. 靚声颤音/脉冲音发生器

靛声颤音/脉冲音发生器由或非门 CD4001 压控振荡器, CD4046B 压控振荡器和音响驱动器等组成, 如图 25.37 所示。

当开关 S_1 闭合时, S_2 接“颤音”处, 电路发出动听的颤音音调; 当 S_2 悬空时, 电路发出脉冲音。 S_1 开启时, M 点电位 $U_M = 1$, 由 CD4011 组成的压控振荡器停振, 同时, CD4046B 的 $INH = 1$, 电路禁止振荡; S_1 闭合时, $U_M = 0$, CD4001 振荡器起振, 同时 CD4046B 的 $INH = 0$ 电路允许振荡。

CD4001 的输出接至 CD4046B 的压控输入端 (V_{COIN})，随着 CD4001 输出电压的变化，CD4046B 的输入电压也随之变化，因此 VCO 的振荡频率发生变化。

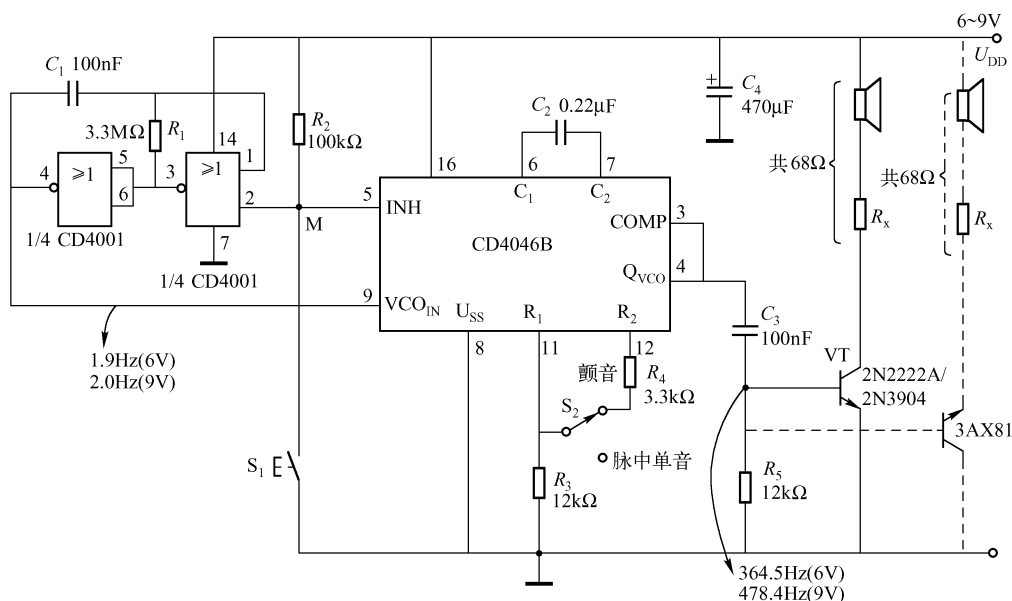


图 25.37 靓声颤音/脉冲音电路

图 25.37 中给出两个点的振荡频率，扬声器发出两者的复合声，明显地能听到 478Hz (9V) 和 2Hz (9V) 的声响，声音美妙动听，是一种靓声电路。

图中虚线部分电路可完全取代由 2N222A 组成的驱动电路，而且音响比 NPN 管的驱动电路好听。

(三) CD40468 的其他应用电路

锁相环 CD4046 的应用十分广泛，除了上述介绍的几种应用外，还常用于调制、解调、键控时钟、移频键控、频率合成、数字滤波、光通信等频域。

1. 220kHz 调制电路

220kHz 调制电路由 CD4046B 和运放 3140 等组成，如图 25.38 所示。

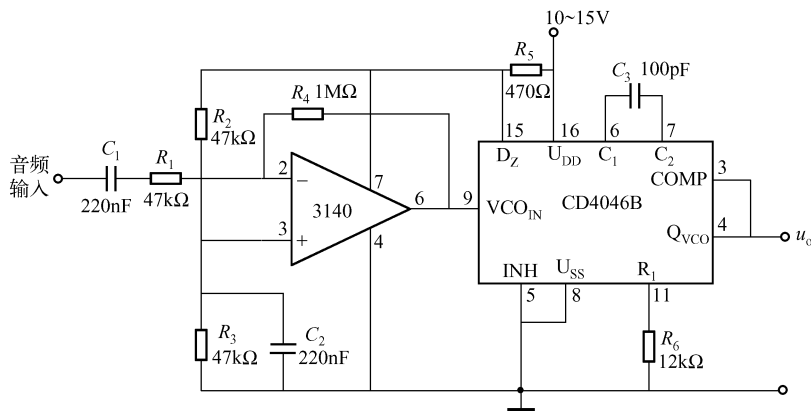


图 25.38 220kHz 调制电路

前置电路为一反相放大器，放大器的电源由 CD4046B 的稳压输出供电，即 CD4046B 的 15 脚输出约 5.2V 的稳定电压，经 $R_2 - R_3$ 分压，使同相端的电位保持在 2.6V。放大器的增益为 $A_v = -R_4/R_1 = -21$ ，将输入音频信号的幅度放大至 21 倍。

CD4046B 组成振荡器，它由被放大的音频信号调制。

2. CD4046B 组成的解调器

若将调制的调频信号作为锁相环的输入信号，当信号被锁定后，压控振荡器 VCO 的输出将追随输入信号频率的瞬时变化而变化。

相位比较器的输出由低通滤波器 $R_f - C_f$ 滤除高频信号后，其控制电压 $U_d(t)$ 也会随输入频率的变化而产生或大或小的变化，且与输入信号的调制频率的幅值成正比。也就是说，送到 PLL 内的压控振荡器的控制电压就是调频信号的低频调制信号，即所需要还原的调制信号。

锁相环用于调频信号的解调，其线性度由相位比较器的 $f - U_d$ 特性决定，由于整个解调系统是一个自动控制系统，因此，电路几乎无需调试部件，也无需设置频率选择元器件。

图 25.39 所示是由 CD4046B 组成的低频调频的解调器电路。输入信号是一个载波频率为 10kHz、调制信号的频率为 400Hz 的调频信号，由于其波形为正弦波，所以经 CD4046B 内部放大整形后，变成占空比为 50% 的方波，因而可用相位比较器 PCI 鉴相。

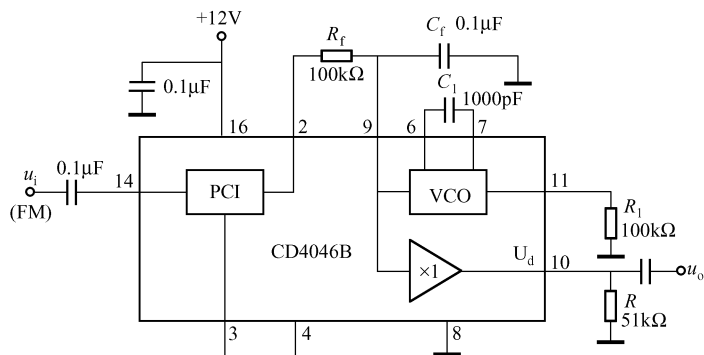


图 25.39 CD4046B 组成的低频调频的解调器

电路中的 VCO 在载频附近 (10kHz) 自由振荡。在 $R_1 = 100k\Omega$ 时，取 $C_1 = 1000pF$ ，滤波器选择 $R_f = 100k\Omega$ 、 $C_f = 0.1\mu F$ 滞后型的。

图中 $\times 1$ 的放大器实为源极跟随器。

3. 键控时钟方波发生器

键控时钟方波发生器由斯密特反相器 CD4093B 和锁相环 CD4046B 等组成，如图 25.40 所示，它是一个多用途的时钟或方波发生器，开关 S 置 1 时，频率范围为 0.5 ~ 50Hz；S 置 2 时频率范围为 50Hz ~ 5kHz；S 置 3 时，频率范围从 5 ~ 500kHz。该电路可提供双相输出并能用于自由振荡或间断振荡。

4. 移频键控电路

移频键控电路如图 25.41 所示，在 $C_1 = 10nF$ 情况下，当 CD4046B 的 9 脚加逻辑 1 时，

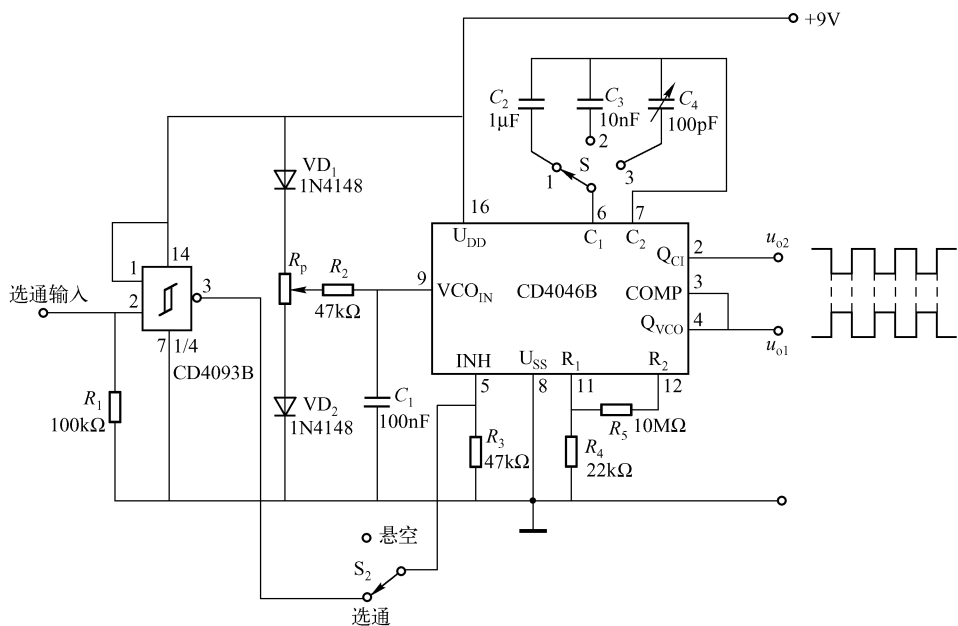


图 25.40 键控时钟方波发生器

电路产生 2.4kHz 的音调；当 9 脚加逻辑 0 时，电路产生 1.2kHz 的音调。高音调由 R_2 的阻值确定，低音调由 $(R_2 + R_3)$ 的串联阻值确定。在这个移频键控电路中，逻辑 0 对应于 1.2kHz，逻辑 1 对应于 2.4kHz。

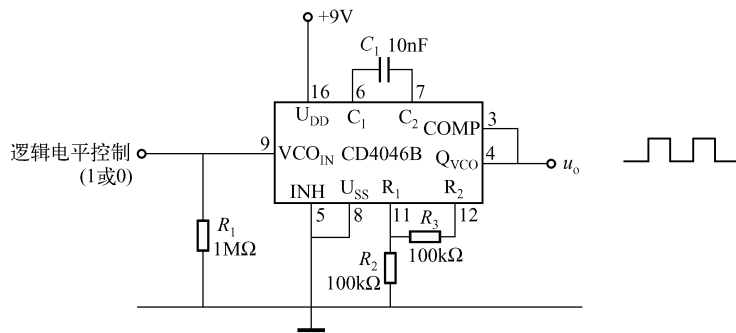


图 25.41 移频键控电路

当电路中的 C_1 值改变时，其逻辑电平 1 和 0 所对应的频率也随之改变，表 25.5 为 C_1 取不同值所对应的振荡频率。

表 25.5 电容 C_1 值、逻辑电平与振荡频率的关系（实验值）

C_1/nF	逻辑电平	振荡频率 f_0	逻辑电平	振荡频率 f_0
1	1	21.277kHz	0	12.097kHz
2	1	11.200kHz	0	6.347kHz
3	1	7.530kHz	0	4.262kHz

(续表)

C_1/nF	逻辑电平	振荡频率 f_o	逻辑电平	振荡频率 f_o
4	1	5.694kHz	0	3.220kHz
10	1	2.390kHz	0	1.343kHz
20	1	1.207kHz	0	679Hz
30	1	796Hz	0	448Hz
40	1	598Hz	0	336Hz
100	1	233Hz	0	132Hz
200	1	117Hz	0	0

5. 简单的频率合成器

简单的频率合成器由 CD4046B 和 CD4017B 等组成，如图 25.42 所示。

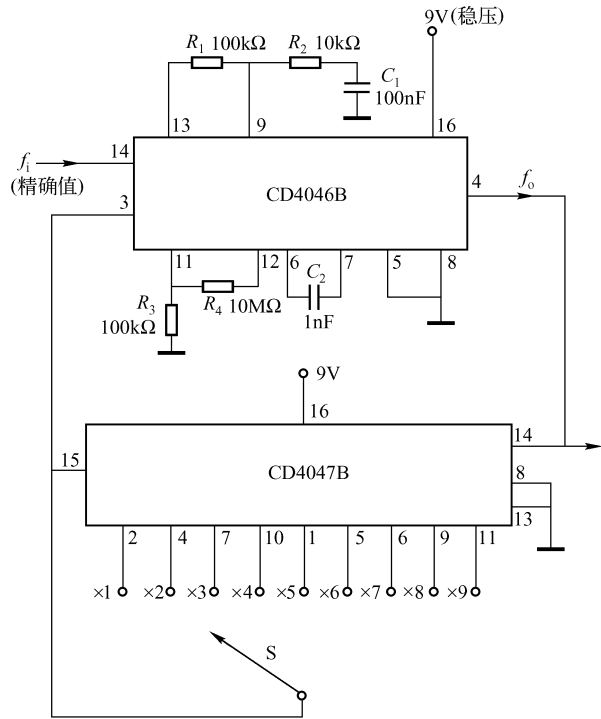


图 25.42 简单的频率合成器

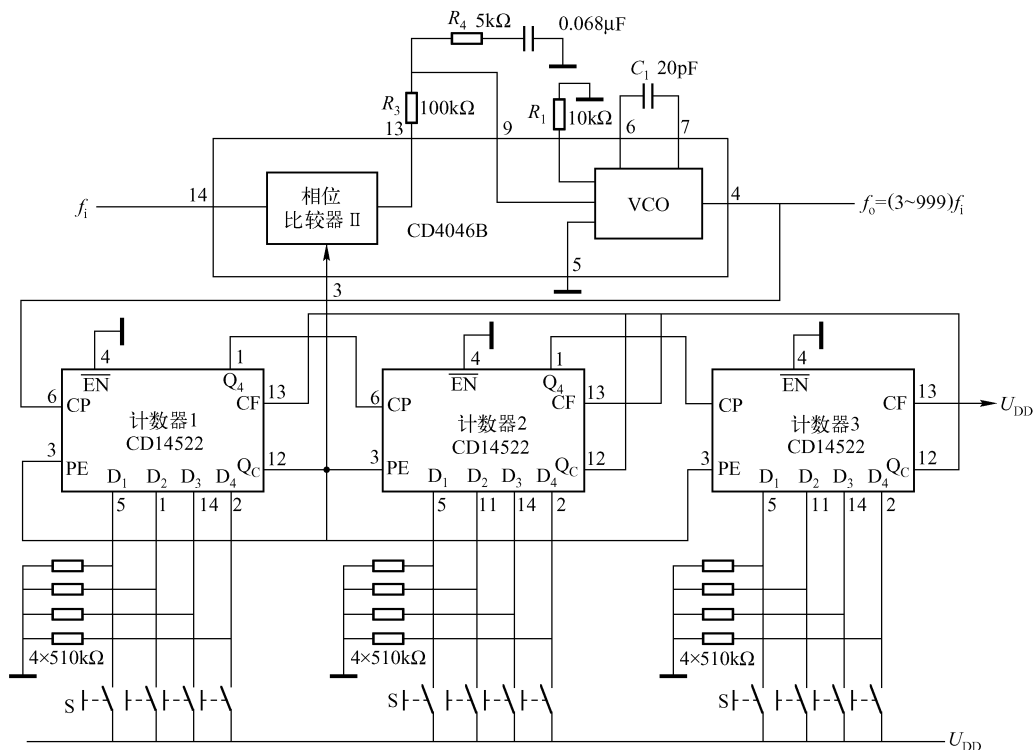
频相环 CD4046B 的 4 脚和 3 脚之间接一个分频器，即构成一个倍频电路（见图 25.25）。该电路的分频系数由可编程分频电路 CD4017B 提供，其分频系数分别为 1、2、3、…、9。电路的输出频率，即合成频率由开关 S 选择，其位频频率可选择 f_i 、 $2f_i$ 、 $3f_i$ 、…、 $9f_i$ 中的任一个。

输入信号要求精确、稳定，一般由晶体振荡器提供。若 $f_i = 1\text{kHz}$ ，则可得到 1kHz、2kHz、3kHz、…、9kHz 的信号。将输出信号接驱动电路，该电路可作为简单的信号源使用。

6. (3~999) f_i 频率合成器的设计

(1) 设计原理

(3~999) f_i 频率合成器的基本设计原理和 PLL 倍频器的设计原理一样, 也是在 CD4046B 的 4 脚和 3 脚之间连接一个分频器, 信号由 14 脚输入, 由 CD4046B 和 CD14522 多级可编程分频器等组成, 如图 25.43 所示。CD14522 的引脚排列如图 25.44 所示。

图 25.43 (3~999) f_i 频率合成器

(2) 设计方法

多级级联的连接原则和分频系数 N 的确定方法如下:

① 将高位计数器的 Q_C 输出端连接到比它低一位的计数器的 CF 端。

② 最低位计数器的 Q_C 输出端接到包括它本身在内的所有各级的 PF 端。

③ 最高位的 CF 端接到高电位。

④ 输入信号频率送到最低位计数器的 CP 端, 低位计数器的 Q_4 端接到比它高一位的 CP 端。

⑤ 最低位的 Q_C 端便成为 N 分频的输出端。

⑥ 电路的输出频率 $f_o = Nf_i$, $N = N_1 + 10N_2 + 100N_3 + \dots$, N_1 、 N_2 、 N_3 、 \dots 分别为计数 1 (最低位)、计数器 2 (十位)、计数器 3 (百位) \dots 的预置数。

⑦ N_1 、 N_2 、 N_3 、 \dots 由各计数器的数据输入 D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4 确定。例如, 当计数器 1 的 $D_4D_3D_2D_1 = 1001$ 时, 则 $N_1 = 9$, 其余类推。

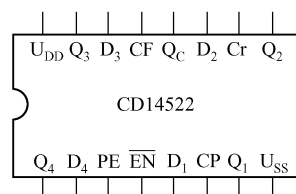


图 25.44 CD14522 的引脚排列

(3) 频率合成器的应用

频率合成器只需要一个基准信号源，它可输出多种稳定的频率信号，广泛应用于电动机稳速伺服系统中，可精确地控制电动机转速，也可作为信号源使用。

第六节 高频锁相环 B562

高频锁相环 B562 有以下特点：

- 工作频带宽，可在 0.1Hz ~ 30MHz 范围内工作。
- 单电源工作。
- 外接元器件少，只需外接三只电容即可工作。

一、B562 的内部组成

高频锁相环路 B562 由相位比较器、低通滤波器（需外接一个电容）、直流放大器、解调输出缓冲器和压控振荡器 VCO 等组成，如图 25.45 所示。

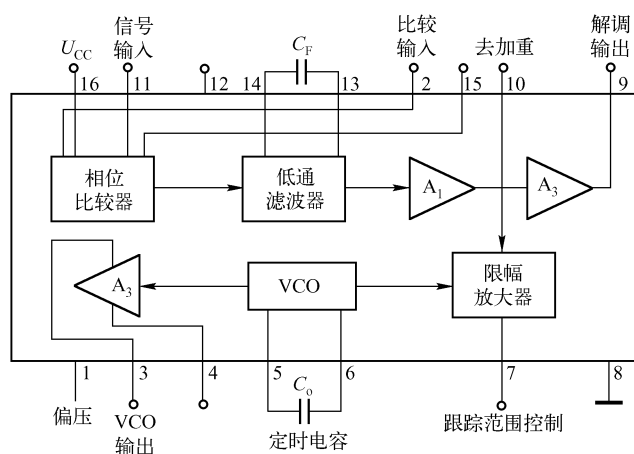


图 25.45 B562 的组成框图

二、B562 的引脚排列及其功能

1. 引脚排列

B562 为双列直插 16 脚封装，其引脚排列如图 25.46 所示。

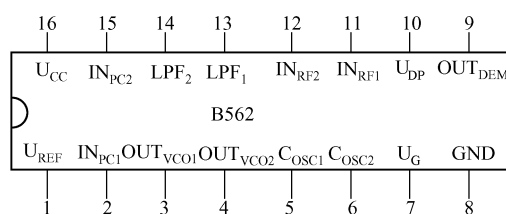


图 25.46 B562 的引脚排列

2. 引脚功能

B562 各引脚的功能见表 25. 6。

表 25. 6 B562 的引脚功能

引脚号	符 号	功 能
16	U_{CC}	电源正端
8	GND	地，即电源负端
11	IN_{RF1}	射频信号输入端
12	IN_{RF2}	
3	OUT_{VCO1}	压控振荡器 VCO 的输出端
4	OUT_{VCO2}	
2	IN_{PC1}	相位比较器输入端
15	IN_{PC2}	
13	LPF_1	低通滤波器外接电容端
14	LPF_2	
1	U_{REF}	偏置基准电压
7	U_G	跟踪范围控制端
9	OUT_{DEM}	解调输出端
10	U_{DP}	去加重端
5	C_{OSC1}	VCO 定时电容
6	C_{OSC2}	

三、B562 中 VCO 的振荡频率 f_o 与定时电容 C_o 的关系

B562 的压控振荡器振荡频率主要由定时电容确定，它们之间的关系如图 25. 47 所示。由图可见， f_o 与 C_o 基本成线性关系，当 C_o 数值增大时， f_o 线性下降， $C_o = 10\text{pF}$ 时， $f_o \approx 30\text{MHz}$ ； $C_o = 30000\text{pF}$ 时， $f_o \approx 10\text{kHz}$ 。

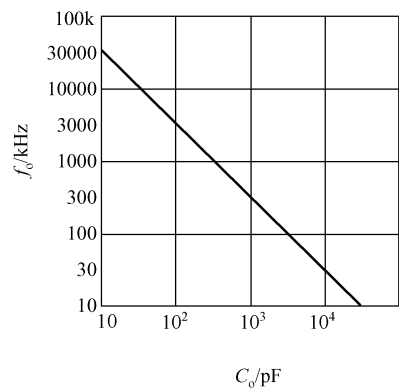


图 25. 47 B562 振荡频率与定时电容的关系

四、B562 的应用电路

1. 频率合成器原理

频率合成器原理如图 25.48 所示。

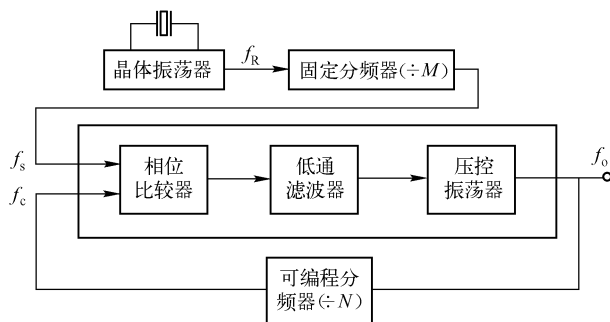


图 25.48 频率合成器原理图

相位比较器的一个输入端，需输入一个高稳定度的 RF 信号 f_s ，一般由晶体振荡器产生 f_R ，用一个固定分频器 M 对 f_R 进行 M 分频，即 $f_s = f_R/M$ 。

PLL 中的 VCO 输出的信号频率 f_o ，经可编程分频器 N 进行 N 分频后得到一个与参考频率 f_s 比较的频率 f_c ，显然有 $f_c = f_o/N$ 。

当环路锁定时， $f_c = f_s$ ，即 $f_o/N = f_R/M$ ，因此 $f_o = N/M \cdot f_R$ 。

该频率合成原理图既可用于高频锁相环电路，也可用于中低频锁相环电路。

2. B562 频率合成电路

当频率合成应用于射频（RF）信号时，需选用高频锁相环作为频率合成电路，图 25.49 所示为一个用 B562 合成信号的电路。参考信号 f_s 由 12 脚输入，而输入端 11 脚经 $0.1\mu\text{F}$ 电容接地。B562 内部的 VCO 的输出经 $0.1\mu\text{F}$ 电容耦合到 TTL 分频器 N 分频后，用电容 C_c 耦合到 15 脚与参考信号比较。环路滤波电容接在 13 脚与 14 脚之间，PLL 的 3 脚即可输出 Nf_s 的合成频率信号。

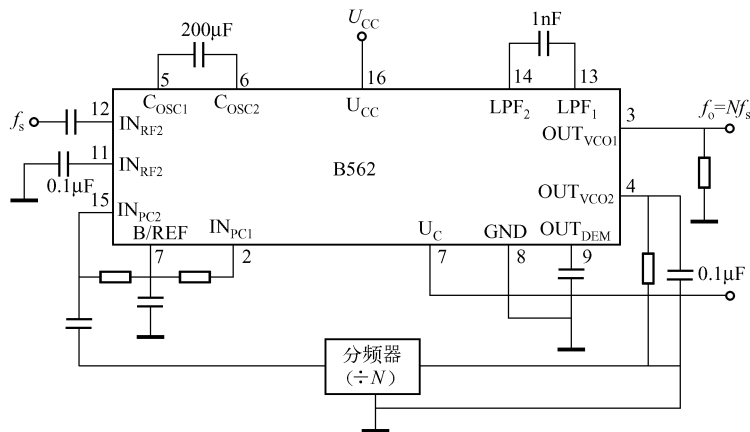


图 25.49 B562 频率合成电路

B562 为 TTL 电路，因此，分频器一般应选用 TTL 设计。

3. B562 解调器

由 B562 组成的解调器电路如图 25.50 所示，这是一个用 PLL B562 作为 10.7MHz 调频解调的实用例子。调频信号 U_i 从 11 脚和 12 脚输入，由 VCO 输出，即 3 脚经 C_L 送到 2 脚，在相位比较器中鉴相，输出经 13 脚、14 脚外接 $R_f C_f$ 低通滤波器滤掉高频信号后在 9 脚还原出调制信号。

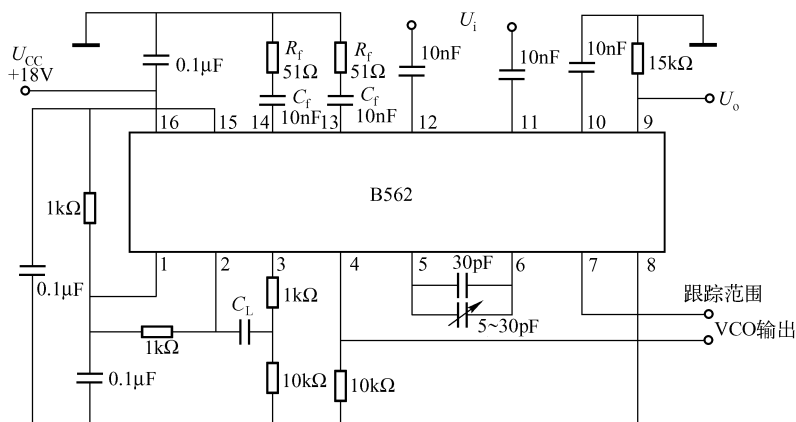


图 25.50 B562 解调器

本电路采用从 11 脚和 12 脚双端输入的接法，如果需要单端输入，则可将 11 脚通过隔直电容接地，调频信号从 12 脚输入即可。

第二十六章 模拟乘法器设计与应用电路

乘法器包括模拟乘法器和数字乘法器两大类，本章只介绍模拟乘法器的设计与应用问题。

模拟乘法器是完成两个互不相关的模拟信号（连续变化的电压或电流）相乘作用的电子器件，它具有两个输入端和一个输出端，是一个三端口网络，其符号如图 26.1 所示。

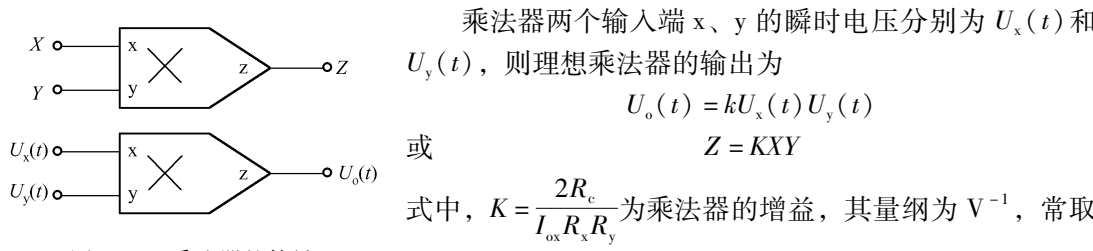


图 26.1 乘法器的符号

$K = \frac{1}{10}V^{-1}$ 。一般用电路中的 R_p （或电路中的 R_3 调节电阻（6.8kΩ））来调节，使 R_3 （MC1595 的 3 脚外接电阻）等于 13.8kΩ 来实现。

$U_x(t)$ 和 $U_y(t)$ 可以是任意模拟波形。X、Y 分别为两输入端 x、y 的输入电压，Z 为输出电压。

模拟乘法器应用广泛，在无线电通信，电视、测量仪表等电子领域均有应用，如振幅调制、混频、倍频、同步检波、鉴相、鉴频、可控增益放大等。

乘法器有四个工作区域，如图 26.2 所示。四个工作区域由它的两个输入电压的极性来确定。本章主要介绍四象限乘法器 MC1595 的设计与应用。

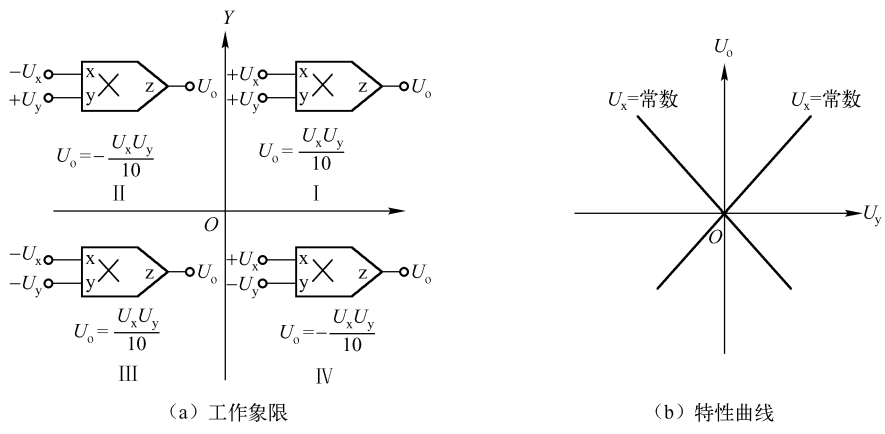


图 26.2 乘法器的工作象限及特性

第一节 四象限集成乘法器 MC1595 的外围与调零电路

一、MC1595 的引脚排列及其功能

MC1595 是双列直插 14 脚集成电路，其引脚排列如图 26.3 所示。

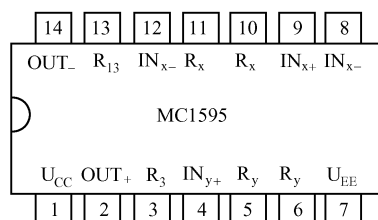


图 26.3 MC1595 的引脚排列

各引脚的功能如下：

- U_{CC} (1 脚) 和 U_{EE} (12 脚) 分别为正电源端和负电源端；
- IN_{x+} (9 脚) 和 IN_{x-} (12 脚) 分别为 X 输入端的正端和负端；
- IN_{y+} (4 脚) 和 IN_{y-} (8 脚) 分别为 Y 输入端的正端和负端；
- 5 脚和 6 脚均为 R_y 端，它们是 Y 增益外接电阻端；
- 10 脚和 11 脚均为 R_x 端，它们是 X 增益外接电阻端；
- R_{13} (13 脚) 是 X 工作电流调节电阻端；
- R_3 (3 脚) 是 Y 电流或标定系数调节端；
- OUT_+ (2 脚) 和 OUT_- (14 脚) 为输出端。

二、MC1595 外围元器件连接图

MC1595 工作时，它们的一些端子需要外接阻容元件，如图 26.4 所示。一些电阻元件需要根据内部电路元器件的电压、电流的要求进行计算而确定，见表 26.1。

表 26.1 MC1595 外围元器件参数表

$U_{x\max}/V$, $U_{y\max}/V$	U_{CC}/V	U_{EE}/V	$R_x/k\Omega$, $R_y/k\Omega$	$R_c/k\Omega$	$R_{13}/k\Omega$	$R_3/k\Omega$	$R_1/k\Omega$
± 5	+15	-15	8.2	3.3	13	13.8	3.3
± 10	+32	-15	15	11	13	13.8	9.1

表中的 $U_{x\max}$ 和 $U_{y\max}$ 分别为 x 输入端和 y 输入端的最大动态输入电压，常称为满标度输入电压； R_3 为微调电阻，用来精确调整相乘增益 K 。

由表 26.1 可以看出，乘法器的线性动态范围与供电电压、负反馈电阻等参数有关。

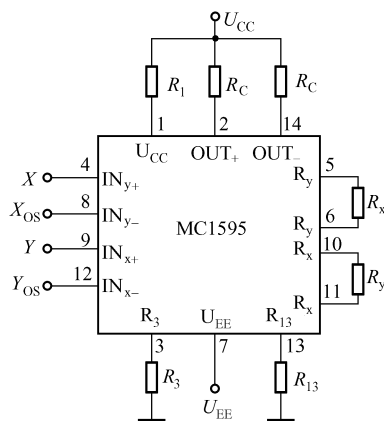


图 26.4 MC1595 外围元件连接图

三、MC1595 失调调零电路

MC1595 也存在输入失调和输出失调电压，在电路设计之前必须补偿掉失调电压。

1. 单片 MC1595 的调零电路

MC1595 输出失调调零电路如图 26.5 所示。

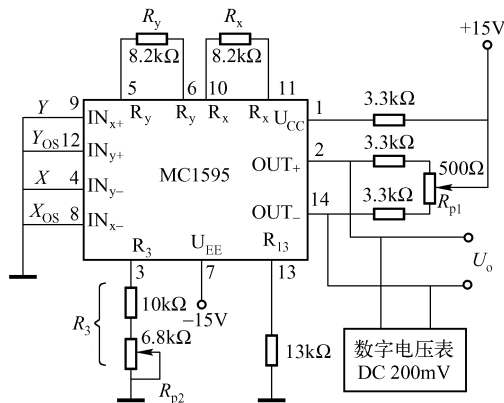


图 26.5 MC1595 输出失调调零电压

先将两输入端 x、y 均与地短接，再把数字电压表接到输出端（2 脚和 14 脚）用直流 200mV 挡监测输出电压，调节 R_p 使输出电压 $U_o = 0$ 或使其最小。

2. MC1595 外接运放的调零电路

将 MC1595 的输出电压接入差动放大器电路将双端输出变成单端输出，如图 26.6 所示。

首先将 x、y 输入端均接地，再用数字电压表 DC 200mV 挡监测运放输出端对地的电压，调节 R_p 使 $U_o = 0$ 或最小。

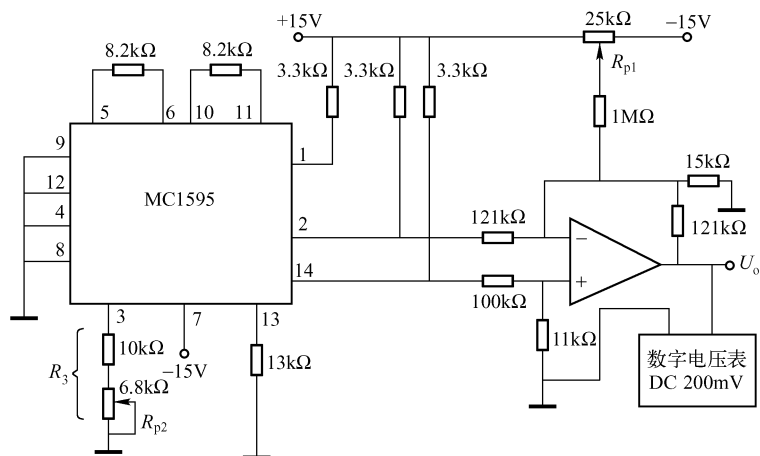


图 26.6 MC1595 外接运放的调零电路

四、输入线性馈通电压调零电路（实用乘法器）

输入线性馈通电压调零电路如图 26.7 所示。

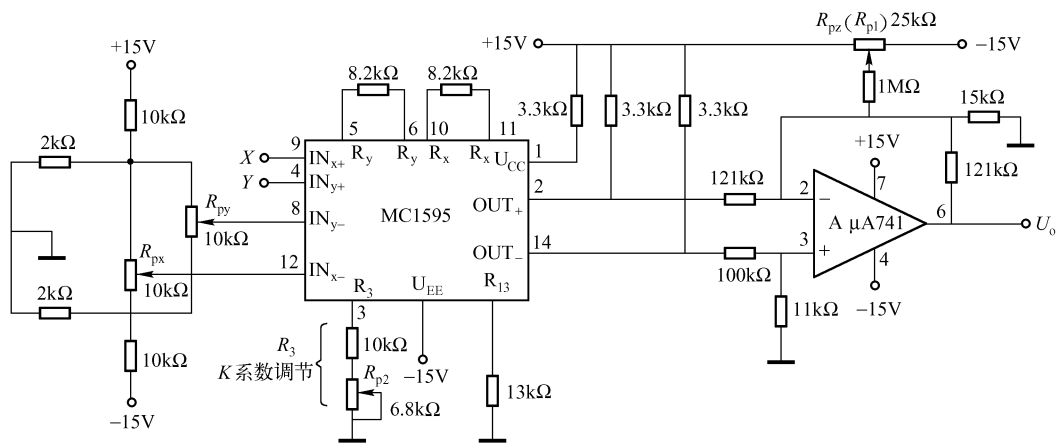


图 26.7 乘法器 MC1595 输入线性馈通电压调零电路

输入线性馈通电压即为输出误差电压。

完成输出失调调零后，通过调节 R_{px} 、 R_{py} 和 R_{pz} 使输出误差电压为零，步骤如下：

① 使输入电压 $X = U_x = 0$ ，乘法器在输入电压 $Y (U_y)$ 给定某一值 a 的作用下，输出电压为

$$U_o \Big|_{X=0} = \pm KYX_{OS}$$

调节电位器 R_{px} 使 $U_o = 0$ 。

② 再使输入电压 $Y = U_y = 0$ ，乘法器在输入电压 $X (U_x)$ 给定某值 (a 值) 的作用下，使

$$U_o \Big|_{Y=0} = \pm KXY_{OS}$$

调节电位器 R_{py} 使 $U_o = 0$ 。

③ 在调节 R_{px} 、 R_{py} 之后，输出不一定正好为零，再调节 R_{pz} 使 $U_o = 0$ 。

④ 反复上述调节过程，使乘法器输出电压在任一输入电压为零时恒为零值，从而实现了输入线性反馈电压的调零。

实际上，在调零之后，该电路就是一个实用的乘法器电路，其输出电压为

$$U_o = \frac{U_x U_y}{10}$$

电路的工作频率达 50kHz。

以后就把该电路作为一个典型的双端输入 - 单端输出的乘法器。

第二节 乘法器 MC1595L 的应用电路

本节介绍乘法器 MC1595 的几种应用电路。

一、模拟乘法器

1. 2 乘方电路

将乘法器的两个输入端输入相同的信号便组成了乘方电路，即倍频器，如图 26.8 (a) 所示。

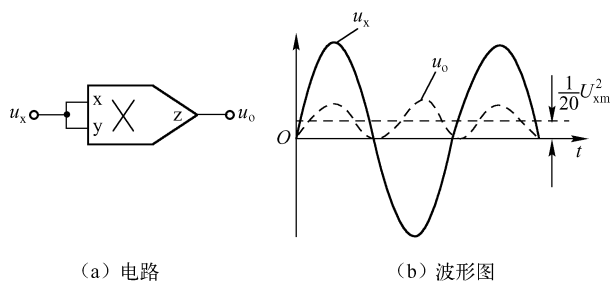


图 26.8 模拟乘法器

电路的输出电压为 $u_o = u_x^2/10$ ，即输出是输入的平方函数。

若 $u_x = U_{xm} \sin \omega t$ ，则乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} u_o &= \frac{1}{10} U_{xm}^2 \sin^2 \omega t = \frac{1}{10} \left[\frac{1}{2} U_{xm}^2 (1 - \cos 2\omega t) \right] \\ &= \frac{1}{20} U_{xm}^2 - \frac{1}{20} U_{xm}^2 \cos 2\omega t \end{aligned}$$

$K = \frac{1}{20} U_{xm}^2$ ，对于交流信号 $u_o = K \cos 2\omega t$ ，这是一个倍频器电路，例如：

$$\begin{aligned} u_x &= u_y = 10 \sin 2\pi 1000 t \text{ V} \\ u_o &= \frac{1}{10} (10 \sin 2\pi 1000 t)^2 = \frac{1}{10} \times \frac{1}{2} 10^2 (1 - \cos 2\pi 2000 t) \\ &= (5 - 5 \cos 2\pi 2000 t) \text{ V} \end{aligned}$$

5V 为直流成分，输出信号的交流频率为输入的 2 倍，峰值为 5V。波形如图 26.8 (b)

所示。

2. 2^m 次方运算电路

2^m 次方运算电路如图 26.9 所示, 由于乘法器相移的影响, 高次方运算会带来很大的误差, 通常串接的乘法器数量不能超过 2~3 个。

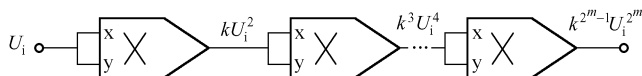


图 26.9 2^m 次方运算电路 ($m = 1, 2, 3, \dots$)

二、模拟除法器

1. 反相输入除法器

反相输入除法器的输入信号加在运算放大器的反相端, 如图 26.10 所示。图中求和点 Σ 的电位 $U_{\Sigma} = U_+ = 0$ 。

运放的输入端几乎不汲取电流, 故 $I_1 = I_2$, 由此得

$$u_m = -U_i$$

式中, u_m 为乘法器的输出电压。

又 $u_m = Ku_R u_o = -u_i$, 即

$$u_o = -\frac{1}{K} \frac{u_i}{u_R}$$

式中, K 为乘法器的增益。此式表示输入信号电

压与参考电压相除的运算。输入信号 u_i 可以是动态范围内的任意值, 而 u_R 必须限定为正值, 否则, 运放的反馈电压将为正极性, 正反馈将使运放正饱和而锁定于电源电压。

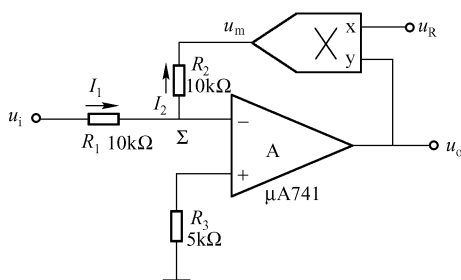


图 26.10 反相输入除法器

2. 同相输入除法器

反相输入除法电路的输入阻抗较低, 为了提高除法器的输入电阻, 应采用同相输入电路, 如图 26.11 (a) 所示。

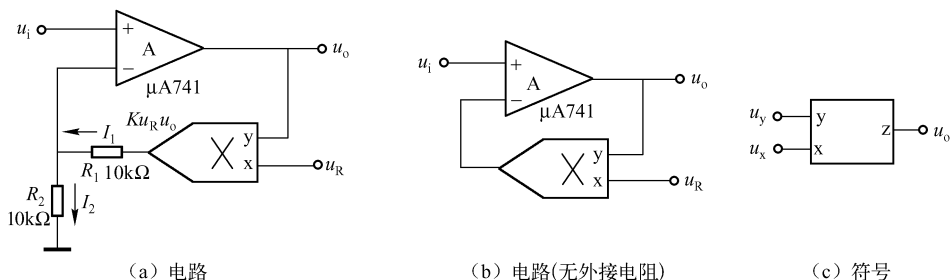


图 26.11 同相输入除法器

图 26.11 (a) 中, 由 $I_1 = I_2$ 得

$$\frac{1}{R_1} (Ku_R u_o - u_i) = \frac{u_i}{R_2}$$

由此得

$$u_o = \frac{1}{K} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{u_i}{u_R}$$

若使 $R_1 = 0$, $R_2 = \infty$, 则图 (a) 所示电路变成图 (b) 所示电路, 电路的输出电压为

$$u_o = \frac{1}{K} \frac{u_i}{u_R}$$

这与反相输入除法器仅差一个负号。除法器在复杂电路中一般用图 (c) 所示符号表示。

3. 实用除法电路

实用除法电路如图 26.12 所示。

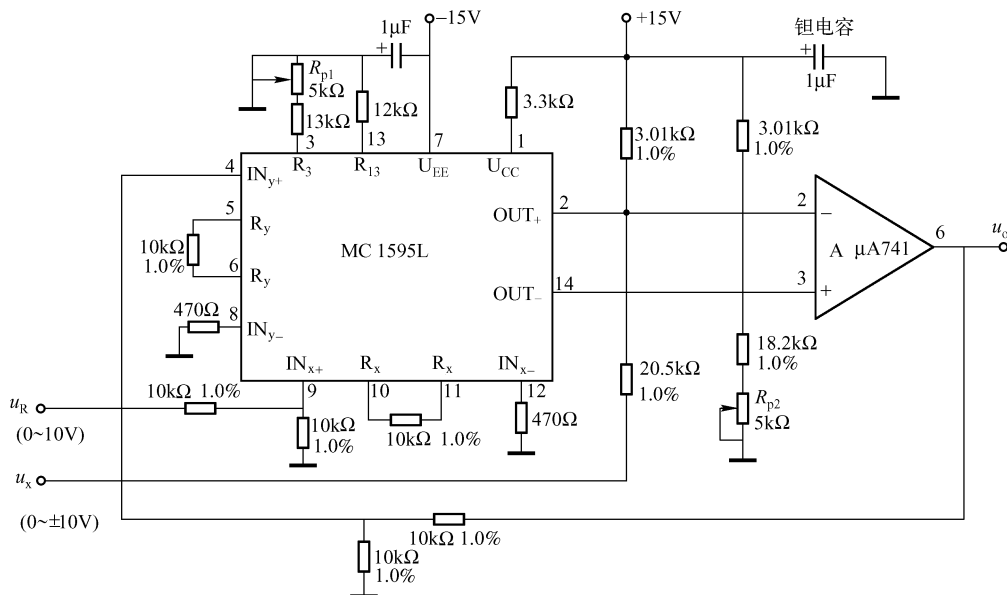


图 26.12 实用除法电路

电路中的运放 A 不是开环应用, 它把乘法器 MC1595L 作为反馈元件, A 的输出 u_o 经两个 $10k\Omega$ 电阻分压 $u_o/2$ 后加至 MC1595L 的输入端 IN_{y+} (4 脚), u_R 、 u_x 和 $u_o/2$ 经乘法器 MC1595L 的处理, 在输出端 OUT_+ 和 OUT_- 输出, 再经 A 将双端输出转换为单端输出 (u_o), u_o 为比值 u_x/u_R 的 10 倍, 即

$$u_o = -10 \frac{u_x}{u_R}$$

三、平方根电路

平方根电路与除法电路十分相似, 将乘法器的两个输入端并联并取运放输出信号作为输入, 乘法器构成运放的负反馈元件, 便构成了平方根电路。

1. 负输入电压平方根运算电路

负输入电压平方根运算电路如图 26.13 所示。

由图可知, $I_1 = -I_2$, 即 $\frac{u_i - U_\Sigma}{R} = -\frac{u_m - U_\Sigma}{R}$ 。

由于 $U_\Sigma = 0$, 故 $u_i = -u_m = -Ku_o^2$, 则

$$u_o = \sqrt{-\frac{u_i}{K}}$$

显然, 只有 u_i 为负电压时, 才能实现平方根运算。如果 $u_i > 0$, 则运放输出负电压, 乘法器自乘后, 使 $u_m > 0$, 运放极性变正, 运放正饱和并封锁于电压电压不能正常工作。

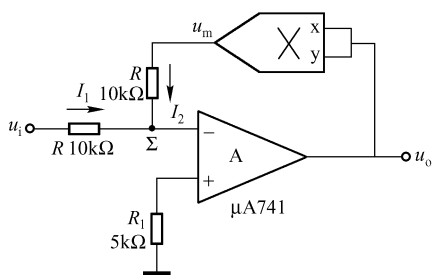


图 26.13 负输入电压平方根运算电路

2. 防止闭锁网络的平方根电路

为了防止因输入电压极性改变以及噪声的作用使电路产生正反馈而处于闭锁状态, 通常需要接入防止闭锁网络的二极管 VD, 如图 26.14 所示。

另外, 当乘法器输入阻抗很高时, 在输出端还需要接入一个 $1M\Omega$ 电阻 (虚线所示), 为二极管提供良好的直流通路。

3. 正输入电压平方根运算电路

若需要对正电压进行平方根运算, 可采用负相乘增益的乘法器, 如图 26.15 所示。

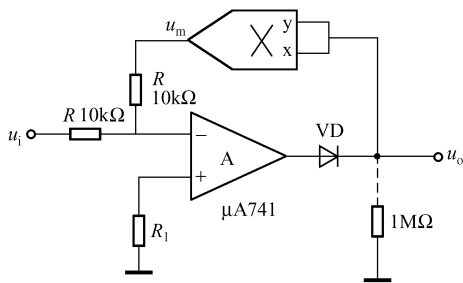


图 26.14 防止闭锁网络的平方根电路

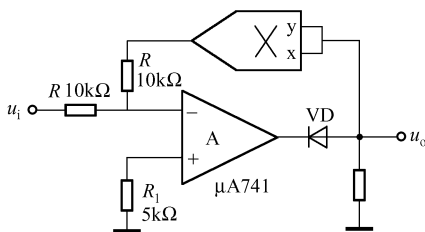


图 26.15 具有负相乘增益乘法器的平方根电路

4. 实用平方根电路

将图 26.12 所示实用除法电路的 4 脚和 9 脚连接在一起, 并去掉 9 脚的两个 $10k\Omega$ 电阻 (将两电阻短接掉) 和电压 u_R , 即变成平方根运算电路, 如图 26.16 所示。

电路的输出电压为 $u_o = \sqrt{10u_x}$ 。

四、立方根运算电路

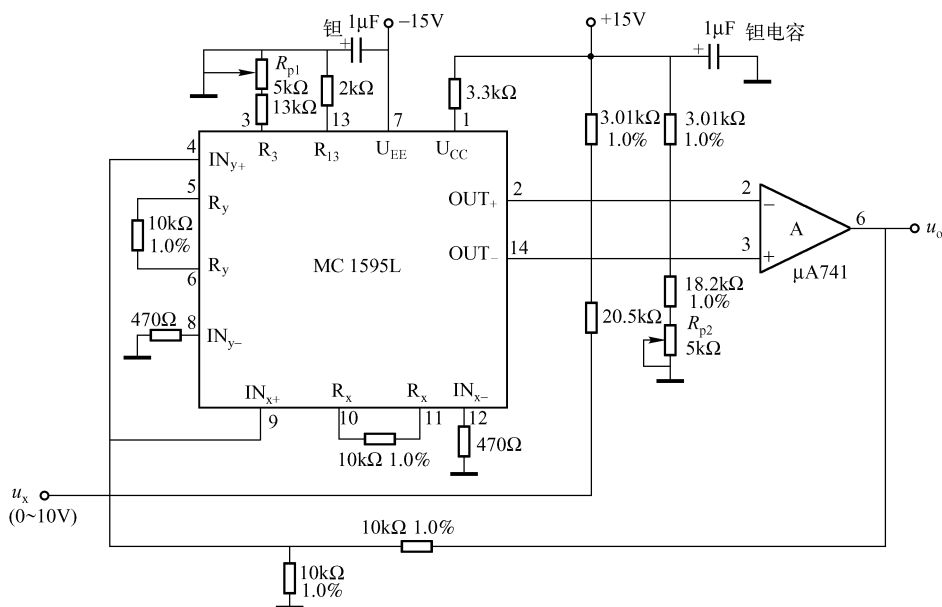
立方根运算电路由两个乘法器和一个运算放大器等组成, 如图 26.17 所示。

由乘法器的基本性能可知, 图中的 $u_m = Ku_o^2$, $u'_m = Ku_o u_m = K^2 u_o^3$, 又因为

$$I_1 = \frac{u_i - U_\Sigma}{R} = \frac{u_i}{R}, I_2 = \frac{u'_m - U_\Sigma}{R} = \frac{u'_m}{R} = \frac{K^2 u_o^3}{R}$$

由克希霍夫定律 $I_1 = -I_2$, 即 $u_i = -K^2 u_o^3$, 可得

$$u_o = \sqrt[3]{-\frac{u_i}{K^2}}$$



$$U_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_s^2 dt} = \sqrt{\bar{u}_i^2}$$

即为方均根值，即有效值。

实现有效值测量的原理电路图如图 26.18 所示。乘法器①用来实现平方运算，其输出为一单方向脉动电压， R 、 C 构成无源低通滤波器，它能滤除乘法器①输出脉动电压中的交流成分，从而完成取平均值的任务。

乘法器②构成平方器作为运算放大器 A 的负反馈元件，用来实现求平方根运算。

根据“虚短”或“虚地”原理，有

$$\frac{\overline{u_s^2}}{10} = \frac{u_o^2}{10}$$

所以 $U_o = \sqrt{\overline{u_i^2}} = U_s$

即将输入交流电压 u_s 转换成方均根值。

该电路的主要缺点是，动态范围较窄，即输入电压的范围狭窄。

2. 平方差值真有效值交流电压表电路

如上所述，方均根值交流电压表电路的动态范围较窄，克服这一缺点的电路是采用平方差值的有效值变换电路，如图 26.19 所示。

这是一个动态范围较为宽广又能降低波形系数过高（带来较大误差）的电路。非线性元件——差动输入四象限乘法器（MC1595），它有四个输入端，即 X_+ 、 X_- 、 Y_+ 和 Y_- ，它们与输出量 Z 的关系为 $Z = -K(X_+ - Y_-)(X_- - Y_+)$ ，即 $u = -K(u_o - u_i)(u_i - u_o) = K(u_i^2 - u_o^2)$ 。

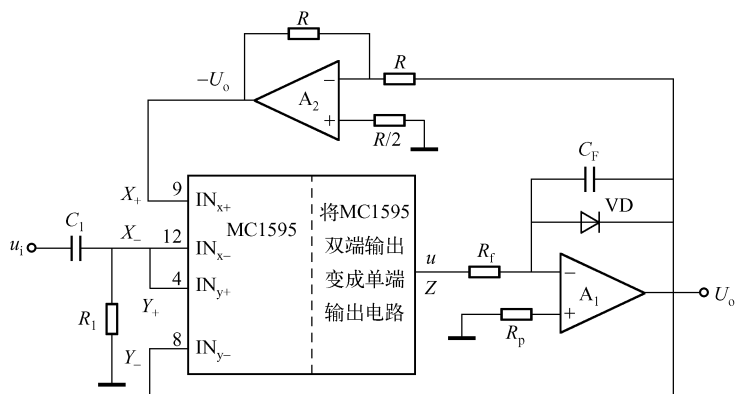


图 26.19 平方差值真有效值交流电压表电路

可见这是一个平方差值变换电路。

A_1 是积分器，它迫使 u 的定态值为零，而积分器的输出又是被积电压的平均值，所以

$U_o = \sqrt{\overline{u_i^2(t)}}$ ，这就达到了有效值变换的目的。

该电路精度在 $\pm 0.5\%$ 以内，动态范围的非线性误差在 $\pm 0.04\%$ 以内，最高工作频率可达 50kHz。

六、振幅调制器

振幅调制器是用调制信号去控制高频振荡信号，使其振幅按调制信号的规律变化。

假定调制信号是单音简谐电压 $u_{\Omega} = U_{\Omega m} \sin \Omega t$ ，用它来调制一个等幅高频信号 $u_c = u_{cm} \sin \omega_c t$ ，那么就可以得到三种形式的振幅调制信号：

① 普通调幅信号 $u_o = U_{sm} (m \cos \Omega t + 1) \cos \omega_c t$ 。

② 抑制载波的双边带信号 $u = m U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t = \frac{m}{2} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{m}{2} U_{cm} (\omega_c - \Omega)t$ 。

③ 单边带信号 $u = \frac{m}{2} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$ 或 $u = \frac{m}{2} U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$ 。

其中， Ω 和 $U_{\Omega m}$ 分别为调制电压的角频率和振幅； ω_c 和 U_{cm} 分别为高频载波电压的角频率和振幅； m 为调幅系数。下面简单介绍前两种调幅信号。

1. 普通振幅调制信号

普通振幅调制电路如图 26.20 所示。调制信号为 $u_s = U_{sm} \cos \Omega t$ ，高频载波信号 $u_c = U_{cp} \cos \omega_c t$ ，要想得到普通调幅信号，需将低频调制信号电压与一直流电压叠加后再与高频载波信号电压相乘。

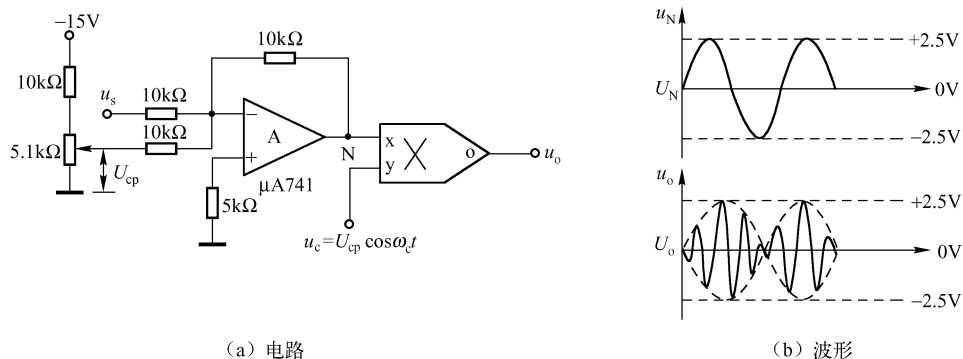


图 26.20 普通振幅调制电路

电路中的运算放大器是一个反相求和电路，它的作用是将调制信号电路和直流电压相加，在 N 点的叠加电压为

$$U_N = u_s + U_{cp}$$

式中， U_{cp} 为直流电压，它是一个负电压，反相后为正值电压。下面用 U_{cp} 表示正电压值和幅值。

由 $u_s = U_{sm} \cos \Omega t$ ，高频载波电压 $u_c = U_{cp} \cos \omega_c t$ ，可得乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} u_o &= K u_N u_c = K (U_{sm} \cos \Omega t + U_{cp}) U_{cp} \cos \omega_c t \\ &= K U_{cp}^2 \left(\frac{U_{sm}}{U_{cp}} \cos \Omega t + 1 \right) \cos \omega_c t \\ &= U_{om} (m \cos \Omega t + 1) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

式中， $U_{om} = K U_{cp}^2$ ，取 $U_{cp} = 5V$ ，则 $U_{om} = \frac{1}{10} \times 5^2 V = 2.5V$ ， $m = U_{sm} / U_{om} = 0.4 U_{sm}$ ，则

$$u_o = 2.5 (0.4 U_{sm} \cos \Omega t + 1) \cos \omega_c t$$

调制的振幅为 $2.5 (0.4 U_{sm} \cos \Omega t + 1)$ ，其波形如图 26.20 (b) 中的包络线所示， $2.5 \cos \omega_c t$ 为包络线内的振荡波形。

2. 双边带调制信号

将单音调制电压和高频载波电压分别加入到乘法器的 x 和 y 输入端, 即可得到双边带调制信号, 其电路原理如图 26.21 所示。

电路中的乘法器 MC1595 需要按乘法器线性馈通电压调零方法进行调零, 使乘法器在调制信号或载波信号中任一输入电压为零时, 其输入电压为零。电路的输出电压为

$$u_o = K' U_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

式中, K' 与 R_x 、 R_y 、 I_{ox} 和带通滤波器的等效电阻有关。

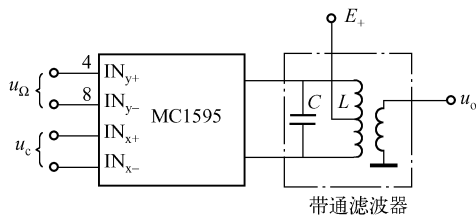


图 26.21 双边带调制电路

七、由乘法器构成的解调器及其设计

(一) 乘法器组成的简单解调电路

解调过程和调制过程正好相反。由乘法器组成的解调电路如图 26.22 所示。运放 A 为缓冲器, 它的输入阻抗很高, 其作用是将滤波器 RC 与负载相隔离。 RC 为低通滤波器, 滤波后的高频成分大大衰减, 输出 u_o 即为解调信号。 R 、 C 参数的选择方法, 将在后面介绍。

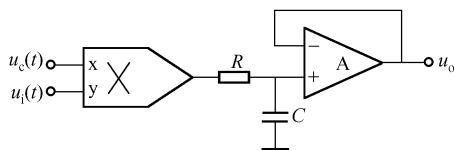


图 26.22 由乘法器组成的解调电路

解调器的实际应用之一是相敏检波器, 它在控制中十分有用。

(二) 实用相敏检波器的设计

1. 电路原理

由乘法器构成的实用相敏检波器如图 26.23 所示, 含乘法器、双向限幅器 (A_1) 和低通滤波器 (A_3) 等。

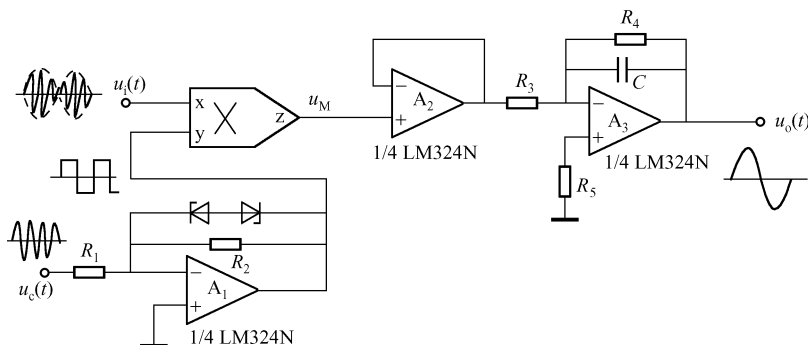


图 26.23 实用相敏检波器

相敏检波器的输入信号为

$$u_i(t) = u_s(t) \sin \omega_c t$$

式中, $u_s(t)$ 是需要解出的低频信号; ω_c 为载波信号的角频率。乘法器输入端 x 加的是 $u_i(t)$

而 y 输入端加的是角频率为 ω_c 的载波信号。

运放 A_1 为限幅器, 它将载波信号削掉上、下波顶转换成同频率的方波信号; A_2 为电压跟随器, 用于提高输入电阻; A_3 为一阶低通滤波器。

乘法器的输出为

$$u_M = Ku_c(t)u_s(t) = Ku_s(t) \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega_c t + \dots \right) \right]$$

式中, K 为比例常数。

此输出经 A_2 组成的低通滤波器滤除 $2\omega_c$ 以上的载频后, 还原出 $u_s(t)$ 信号, 即

$$u_o(t) = \frac{2k}{\pi} u_s(t)$$

由此式可见, $u_o(t)$ 中不含载波 ω_c 的成分, 它具有良好的载频抑制能力, 这是相敏检波器所需要的重要特性之一。

2. 电路设计

(1) 双向限幅器的设计

① 根据输出限幅的要求, 选取稳压二极管。输出限幅电压 U_{OL} 等于稳压器的稳压值 U_Z , 即 $U_{OL} = \pm U_Z$ 。

② 根据限幅器放大区增益 $A_L = -R_2/R_1$ 的设计要求, 选取 R_2 与 R_1 的比值。

③ R_1 的取值原则是: 流过它的最大电流 U_{imax}/R_1 与负载电流 I_L 之和不得大于运放的最大输出电流 I_{om} (对于 LM324, $I_{om} = 40\text{mA}$), 即

$$\frac{U_{imax}}{R_1} + I_L \leq I_{om} \text{ 或 } R_1 \geq \frac{U_{imax}}{I_{om} - I_L}$$

R_1 的取值不宜过大, 否则, 在限幅区内二极管的工作电流大小, 没有进入限幅曲线的平值区, 影响限幅精度。

(2) 一阶低通滤波器 (A_3) 的设计

A_3 组成一个一阶低通滤波器, 复截止角频率 $\omega_0 = \frac{1}{R_4 C}$, 欲滤除 $2\omega_c$ 以上频率, 必须使 $\omega_0 \leq \omega_c$, 即

$$\frac{1}{R_4 C} \leq 2\omega_c \text{ 或 } 2R_4 C\omega_c \geq 1$$

首先选择 C , 若选取 $C = 0.01\mu\text{F}$, 则 $R_4 \geq \frac{1}{2\omega_c C}$

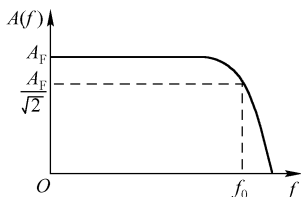


图 26.24 一阶低通滤波器的幅频特性曲线

例如, 载波频率 $f_c = 1000\text{Hz}$, $\omega_c = 2000\pi/\text{s}$, 则 $R_4 \geq 7958\Omega$, 取 $R_4 = 8.2\text{k}\Omega$ 。实际的截止频率 $f_0 = 1942\text{Hz}$; 滤波器的

幅频特性为 $A(f) = \frac{R_4}{R_3} \sqrt{1 + (f/f_0)^2}$

$A_F = R_4/R_3$ 为幅值的最大值, 其幅频特性曲线如图 26.24 所示。由图可见, 当 $f > 2f_c = 2000\text{Hz}$ 时, $A(f)$ 将快速下降, 频率 f 越高, $A(f)$ 下降越剧烈, 很快将 $2f_c$ (或 $2\omega_c$) 以上频率衰减掉, 从输出端得到调制信号

$$U_o(t) = \frac{2K}{\pi} U_s(t) = \frac{2K}{\pi} U_{sm} \sin \omega t$$

第三节 由乘法器组成的函数发生器

这里所说的函数发生器不同于波形发生器（不少文献也称为函数发生器），后者是产生一种周期性变化的振荡波形（如方波、三角波、正弦波等）的电压装置，而函数发生器是使其输出电压与输入电压之间给定函数关系的装置，这种函数关系可以是方程形式，也可以是曲线形式或数表形式。

函数发生器在模拟运算电路中有重要地位。

任一给定的函数都可以用无限项幂级数近似表示为

$$f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \cdots + a_nx^n + \cdots$$

在大多数实用场合，只要取 n 项足以近似表示原函数，这样的多项式可通过加、减、乘、除，平方和开方等基本运算来实现。

下面举几个例子来介绍一些函数发生器的应用电路。

一、实现 $f(x) = 2.6x - 1.69x^2$ 的运算电路

该函数可通过平方器与差动放大器来实现，如图 26.25 所示。显然，乘法器需接成单位增益平方电路。运放 A 的输出电压为

$$\begin{aligned} u_o &= \frac{2.6R}{R+2.6R}u_i \times \left(1 + \frac{1.69R}{R//1.86R}\right) - \frac{1.6R}{R}u_i^2 \\ &= 2.6u_i - 1.69u_i^2 \end{aligned}$$

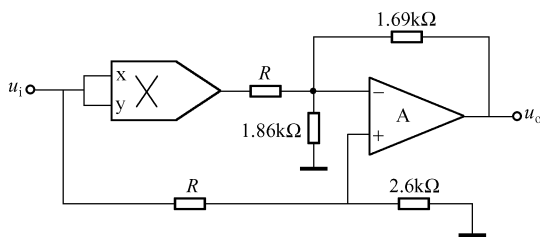


图 26.25 $f(x) = 2.6x - 1.69x^2$ 函数发生器

为了逼近函数 $f(x)$ 应选用精密电阻。

二、实现 $f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3$ 的运算电路

该函数式中， a_0 为常数项， a_1 、 a_2 和 a_3 为比例系数。 $f(x)$ 的最高次幂为 3，故应用两个乘法器来实现 x^3 的运算，还需要一个反相加法器，电路如图 26.26 所示。输入到 A_1 反相端有 a_0 、 $u_i^2/10$ 、 $u_i^3/100$ 和 u_i 四个电压，由反相求和放大器的性能，得输出电压

$$\begin{aligned} u'_o &= - \left[\frac{R}{R}a_0 + \frac{R}{R/(10a_2)} \frac{u_i^2}{10} + \frac{R}{R/(100a_3)} \frac{u_i^3}{100} + \frac{R}{R/a_1}u_i \right] \\ &= - (a_0 + a_1u_i + a_2u_i^2 + a_3u_i^3) \end{aligned}$$

此电压再经增益为 -1 的运放 A_2 后, 得

$$u_o = a_0 + a_1 u_i + a_2 u_i^2 + a_3 u_i^3$$

式中, a_0 应取直流值, 由此得到了实现函数 $f(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3$ 的运算电路。

该电路可模拟热电偶的热电势, 用于测温领域。

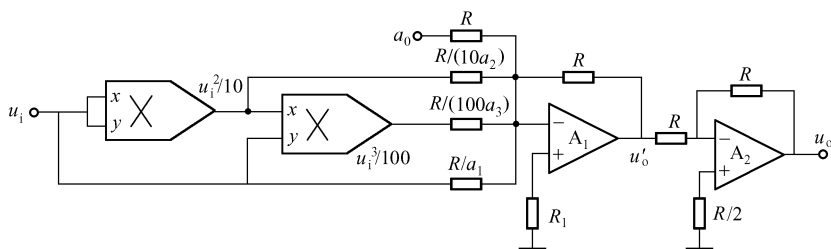


图 26.26 $f(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3$ 函数发生器

三、正弦函数产生电路

正弦函数可展开为泰勒级数

$$\sin U_i = U_i - \frac{U_i^3}{3!} + \frac{U_i^5}{5!} - \frac{U_i^7}{7!} + \dots$$

可以证明, 在 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 区间内, 只取前三项时误差小于 0.5% , 实现 $(u_i - u_i^3/6 + u_i^5/120)$ 的运算电路如图 26.27 所示。

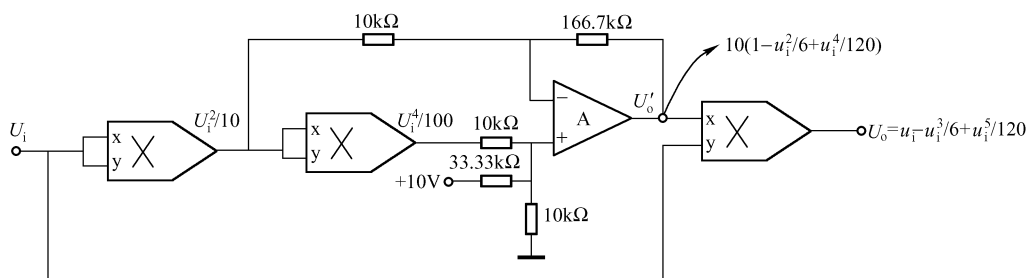


图 26.27 正弦函数发生器

图中, A 为差动放大器。运用米尔曼定理和差动放大器 A 的特点, 可以得出 A 的输出为

$$U'_o = 10(1 - u_i^2 + u_i^4/120)$$

电路的输出为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{1}{10} u_i \times 10(1 - u_i^2/6 + u_i^5/120) \\ &= u_i - u_i^3/6 + u_i^5/120 \end{aligned}$$

因而实现了正弦函数的近似运算。

所有电阻均应选用高精度产品。

第四节 乘法/除法器 AD531/AD532 应用电路

单片乘法/除法器 AD531/AD532 是精度较高 ($\pm 0.5\%$) 的集成电路, 芯片使用方便, 既可做乘法器又可做除法器, 也可做平方器使用。

一、AD531 应用电路

1. AD531 的内部结构

AD531 的内部结构框图如图 26.28 所示。图中, A_1 为差动放大器, 其 Y_0 端用来调节失调电压。 A_1 之后接除法器, 由外部电流控制, 此电路的输出为 $U_x / -KI_z$ (K 为系数, I_z 由外部控制)。 A_3 为输出级, 起缓冲和检测用。AD531 的输出电压为 $U_o = \frac{U_x U_y}{KI_z}$ 或 $U_o = \frac{U_x U_y}{U_z}$ 。由此式可以看出, AD531 兼有模拟乘法器和除法器两种基本功能。

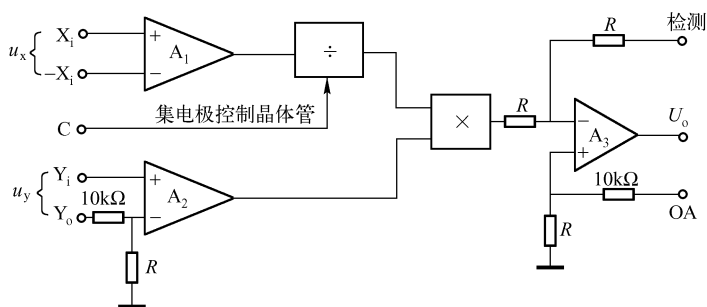


图 26.28 AD531 的内部结构框图

2. AD531 的引脚排列及其功能

AD531 的引脚排列如图 26.29 所示。

各引脚功能如下: U_{CC} (14 脚) 和 U_{EE} (3 脚) 分别为正电源端和负电源端; IN_{x+} (7 脚) 和 IN_{x-} (8 脚) 分别为 U_x 的正、负输入端; IN_y (13 脚) 为 U_y 的输入端; OUT (2 脚) 为输出端; OA_x (9 脚) 为内部放大器 A_1 的失调调节端; OA_y (12 脚) 为内部放大器 A_2 的失调调节端; OA (11 脚) 为内部运放 A_3 的失调调节端; C (5 脚) 和 B (6 脚) 为电流 I_z 的调节端; U_{REF} (4 脚) 为参考电压端; COM/GND (10 脚) 为公共端/地; SENSE (1 脚) 为检测器。

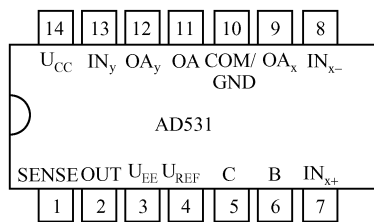


图 26.29 AD531 的引脚排列

3. AD531 的典型应用电路

AD531 的典型应用电路如图 26.30 所示。电路有三个调零电位器 R_{p1} 、 R_{p2} 和 R_{p3} , 分别用来调节内部放大器 A_1 、 A_2 和 A_3 的失调; 还有一个电流 I_z 调节电位器 R_{p4} 。

电路具有以下两种功能电路:

- ① 平方电路。应用时, 只要使 $u_x = u_y$, $u_z = \text{常数}$, 就可构成平方电路。
- ② 除法电路。若 u_x (或 u_y) 为常数, 即构成除法器。

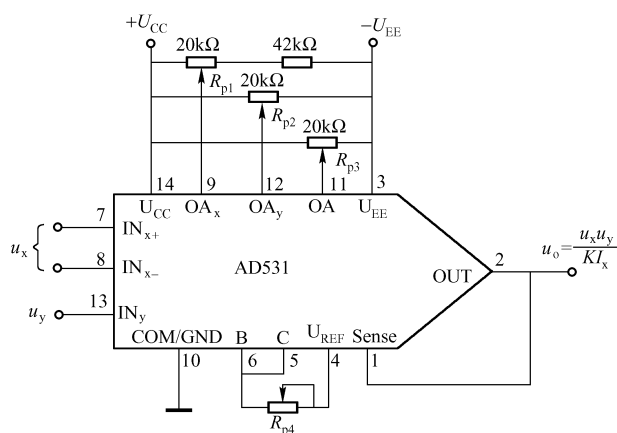


图 26.30 AD531 的典型应用电路

4. 由 AD531 组成的高性能稳幅器

由 AD531 组成的高性能稳幅器如图 26.31 所示。

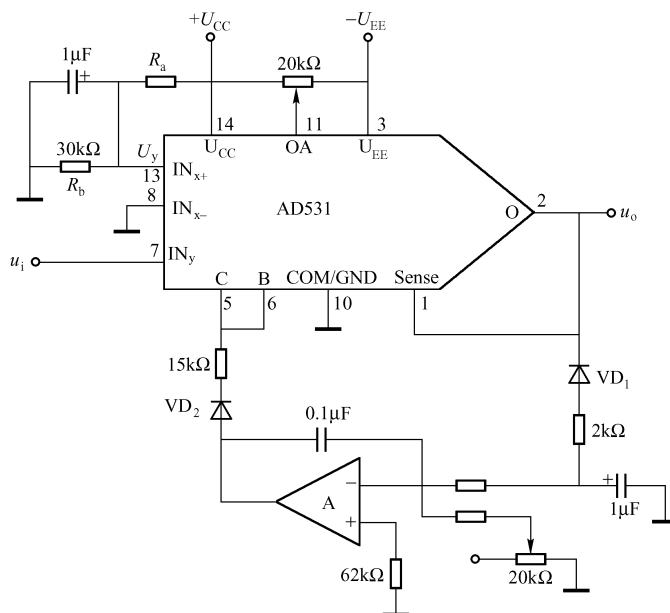


图 26.31 由 AD531 构成的高性能稳幅电路

当输入电压 $u_{i(p-p)} = 0.4 \sim 6V$ (峰-峰值) 时, 电路的输出电压等于 $3V$ (峰-峰值) $\pm 2\%$, 这是一个性能良好的音频 AGC (自动增益控制) 放大电路。

二极管 VD_1 用做检波器; 运放 A 组成有源低通滤波器, 其输出用于控制电流 I_x 。 U_y 为常数, 其值由 R_a 和 R_b 的分压确定。

二、AD532 应用电路

1. AD532 的内部结构简图

AD532 为内部微调乘法器, 与普通乘法器类同, 其内部电路如图 26.32 所示。AD532 外

部不需接 R_x 、 R_y ，有内部电路微调 R_x 、 R_y ，其基本功能与 MC1595 类似，但其输出比较灵活，适用性强。

2. AD532 的引脚排列及其功能

AD532 为 14 脚双列直插集成电路，其引脚排列如图 26.33 所示。

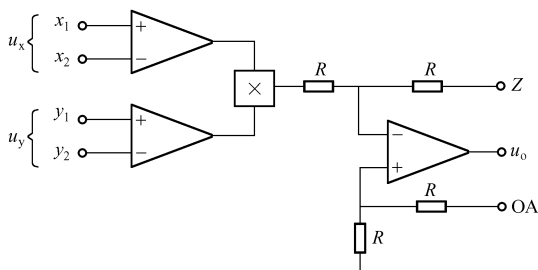


图 26.32 AD532 内部结构简图

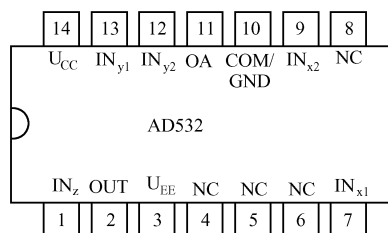


图 26.33 AD532 的引脚排列

AD532 各脚功能如下：

U_{CC} （14 脚）和 U_{EE} （3 脚）分别为正电源端和负电源端； IN_{x1} （7 脚）和 IN_{x2} （9 脚）为 u_x 输入端，应用时也可将 IN_{x2} 接地， u_x 加在 7 脚与 9 脚之间； IN_{y1} （13 脚）和 IN_{y2} （12 脚）为 u_y 输入端，应用时也可将 IN_{y2} 接地， u_y 加在 13 脚和 12 脚之间； IN_z （1 脚）为 u_z 输入端；OUT（2 脚）为输出端；COM/GND（10 脚）为公共端/地；OA（11 脚）为 AD532 内部运放 A_3 失调调节端。

3. AD532 组成的除法器

与 AD531 不同，AD532 内部运放 A_1 和 A_2 不需外部失调调零，仅 A_3 需要外部调零，因此使用比较方便。

AD532 构成的除法器如图 26.34 所示。

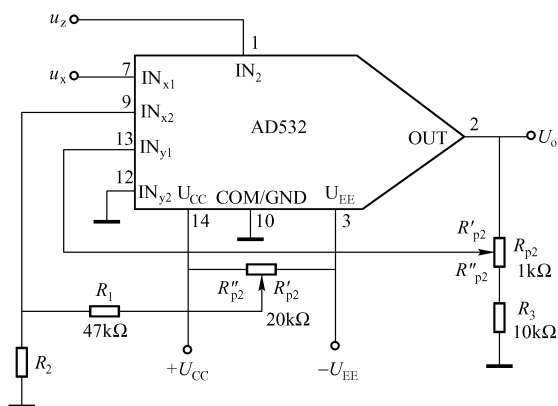


图 26.34 AD532 组成的除法器

输入电压 u_x 加在 7 脚和 9 脚之间，但 9 脚通过电阻 R 接入一电位值，即 $u_9 = (-U_{EE} - U_{CC})(R''_{p1} + R_1 + R_2)/(R_{p1} + R_1 + R_2)$ ； u_y 加在 13 脚和 12 脚之间，12 脚接地，13 脚的电压取为输出电压 u_o 的一部分，即 $u_y = (R''_{p2} + R_3)u_o/(R_{p2} + R_3)$ ， u_z 加在 1 脚。适当调节 R_{p1} 和 R_{p2} 可使 $u_o = \frac{10u_z}{u_x}$ 。

第二十七章 保护、监控电路

第一节 短路、超载、过电压、极性保护电路

1. 稳压电流的短路保护电路

图 27.1 所示为稳压电源的短路保护电路，用于 7800 系列三端固定稳压器输出端短路的保护。输出电压的范围为 5 ~ 24V，为保证 VT₁ 工作在线性放大区，输入电压至少应比输出电压高 2V。

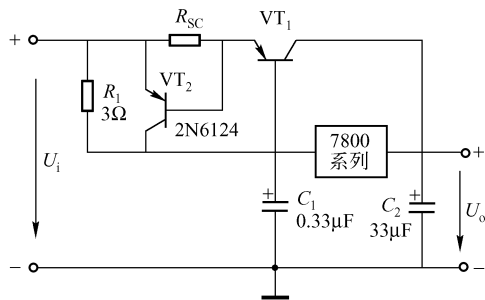


图 27.1 稳压电源的短路保护电路

I_{scmax} 为最大输出电流。 $R_{sc} = 3\Omega$ 是对应输出电流为 200mA 的选择。

② C_2 的数值一般在 10 ~ 50μF 选择。

③ VT₁ 的选择应和 7800 系列的最大输出电流一起考虑。例如，若需要输出电压 $U_o = 6V$ ，最大输出电流 $I_{scmax} = 2A$ ，可选择 VT₁ 为 3AD6；若需要 $U_o = 12V$ ， $I_{scmax} = 3.3A$ ，VT₂ 可选择 B824 或 3AD11 ~ 3AD17。

④ 短路保护管 VT₂ 可选择 IN6124 或 3CD5B。

2. 电子保护电路

图 27.2 所示的电子保护电路用于直流电路，对负载、稳压电源的超载、短路进行保护，只要将电子保护电路与所保护装置串接即可。

接通开关 S，单向晶闸管触发导通，使直流电路导通。当用电负载增大到超过它的允许值时，检测电阻 R_s 上的压降 U_{be} 超过 0.7V，此时晶体管 VT₂ 导通，其集-基电压下降至低于 VT₁ 的维持电压，于是晶闸管 VT₁ 关断，切断供电电路。

图 27.1 中，VT₁ 是调整管；VT₂ 是短路保护管； R_{sc} 是电流取样电阻。当输出端短路时，电流增大， R_{sc} 上的电压增大，VT₂ 导通，使 VT₁ 的 V_{be1} 减小，限制了输出电流的增加。 C_1 、 C_2 分别为输入端、输出端的消振电容。

设计摘要如下：

① R_{sc} 的数值大小由 $R_{sc} = U_{be2}/I_{scmax}$ 确定。

其中， U_{be2} 为 VT₂ 的基极 - 发射极导通电压；

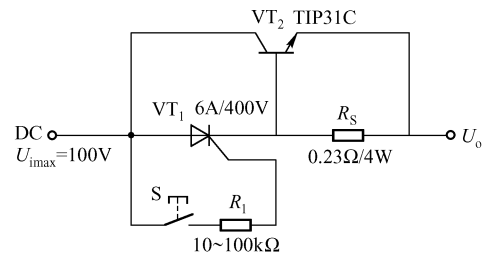


图 27.2 电子保护电路

设计摘要如下：

① 检测电阻 $R_s = 0.7V/I_s$ ， I_s 为电源允许电流。例如，本电路的最大保护电流为 3A，则 $R_s = 0.7V/3A = 0.23\Omega$ ，电阻的功耗 $P = I^2 R_s = 2W$ ，应选 4W 的 0.23Ω 电阻。

② 晶闸管 VT_1 应根据保护电流的大小来选择，型号不限；晶体管 VT_2 应选择低频大功率管，如 TIP1C、3DD15C 等。

3. 电子保护开关

由开关集成电路 TWH8778 组成的电子保护开关如图 27.3 所示。它是一个由弱信号控制大电流的开关电路。按压按钮 S_1 ，IC 的 5 脚便得到开启电压，使 1、2 脚接通，负载 R_L 得电，由于 R_3 的反馈使 5 脚得到开启电压，使 1、2 脚一直接通。当负载短路或过载时， R_4 上的压降增大，使 VT 导通，致使 5 脚对地电压小于开启电压，则 1、2 脚断开，负载断电。

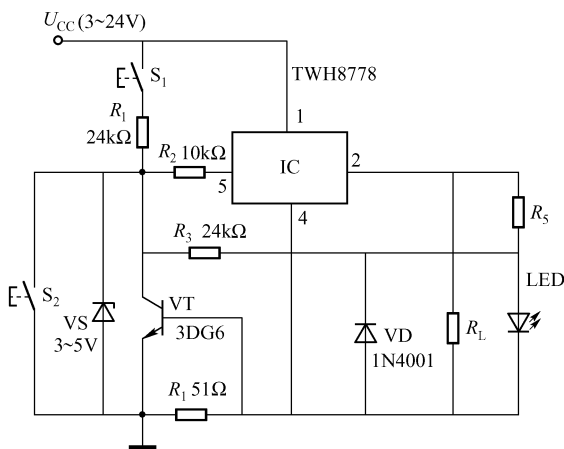


图 27.3 电子保护开关

正常工作需断电时，只要按一下 S_2 即可。 $R_5 \approx (U_{CC} - U_F)I_{LED}$ 。

4. 具有短路保护的低压稳压电源

这里介绍两种简单实用的具有短路保护的低压稳压电源。

图 27.4 中，图 (a) 输出正电压，图 (b) 输出负电压，两个电路都具有短路、过载保护，它们的输出电压可以是汽车电池电源 (12V)，也可以是整流滤波电路 (如图 (c) 所示) 的输出。

在正常情况下， R_2 上的压降不会升到使 VT_2 导通的 500mV 以上。如果负载电流超过 330mA， VT_2 导通，使 VT_1 截止，输出电流被切断，保护了调整管。实验表明，输出的两个端子短路时，输出迅速降为 0V；两个端子分开时，又恢复正常的电压。

输出电压不同， R_1 值也不同，见图 27.4 (d) 中的表格。

图 27.4 (a) 中， VT_1 选用中功率 NPN 型管子，如 TIP31C、3DD2 等； VT_2 选用任一型号的 NPN 型小功率管，如 2N2222、3DG6 等。图 27.4 (b) 中， VT_1 选用中功率的 PNP 型管子，如 B834、3AD6 等； VT_2 选用任一型号的 PNP 型小功率管，如 BC327、2N3702、3AX81C 等。

稳压管 VS 的输出电压为 6V、7.5V 和 9V 时分别选择 MLL753/IN4735A、MLL958/IN4737A 和 MLL960/IN4739A 精密稳压管 (可参阅本书附录 I 中的表 F10、表 F11)。

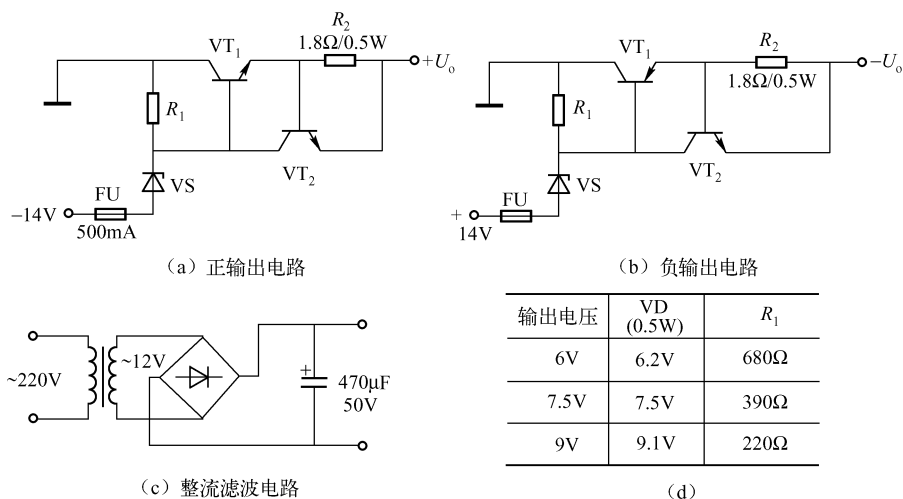


图 27.4 具有短路保护的低压稳压电源

5. 简单的带短路保护高效稳压电源

带短路保护高效稳压电源电路如图 27.5 所示。它具有短路保护和低调整管压降两个优点。当输入与输出电压之差小于 0.5V 时，该电路仍能正常工作，比 7800 系列稳压器的压差小得多。另外，该电路对元器件的参数要求不高，成本较低的元器件仍可选用。

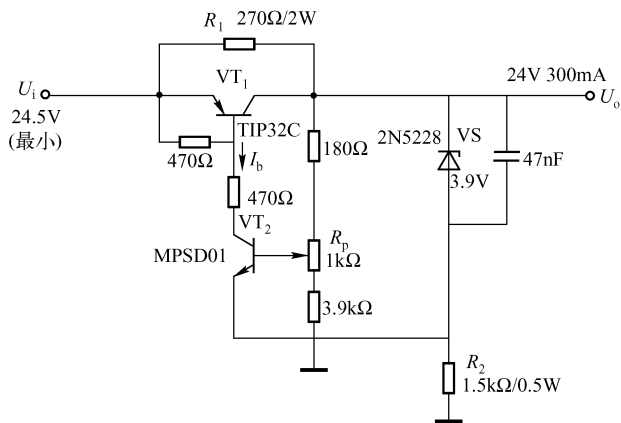


图 27.5 简单的带短路保护的高效稳压电源

由于该电路的输出端通过电阻 R_1 与输出端相连，所以如果输出端短路或严重过载将减小调整管 VT_1 的偏置电流并阻止它的导通，使 VT_1 截止所要求的输出电压约为 $U_{be2} + I_b R_2$ 。如果由于过载使输出电压下降到这个数值以下， VT_1 将停止导通，从而达到自我保护的目的。

电阻 R_1 的另一个作用是启动稳压器，也就是说，电源刚接通时为负载提供足够的电流来增大输出电压，使输出电压达到稳定值的门限，甚至在输入电压最小时也是这样。在输入电压最大时，即使电网波动较大，调整管的电流也不会超过负载电流。

尽管加入 R_1 会降低环路增益，但在小功率电路中它的影响不大。另外，在市电波动时， R_1 旁路一部分负载电流，从而可以扩展 VT_1 的有效安全工作区。

比较放大器 VT_2 将输出电压在其基极处的分压与输出电压和稳压管两端电压之差相比较并放大, 然后其集电极电流再去驱动调整管 VT_1 的基极, 使 VT_1 供给负载电流, 从而达到稳压的目的。

这个电路的瞬态响应较好, 仅受电路的寄生参数和晶体管等有源器件质量的限制。为了在高频时保护电路的瞬态响应和电路的稳定性, 在稳压管的两端并联了一个电容, 以便降低动态阻抗。

电路还具有温度补偿功能, 这是由于稳极管及其通过的电流所致。稳压值为 $3.9V$ 的稳压管的温度系数, 近似等于正向偏置的晶体管发射结的温度系数, 二者的作用相互抵消, 使电路温度系数趋于最小。

TIP32C 可用 2N525/2N2800 等 PNP 型管子, $I_c \geq 500mA$ 的管子; MPSD01 可用 2N2711 ~ 2712/3DG7 等 NPN 晶体管; 1N5228 可用 2CW52 - 3V9/2CW5228 等代替。

6. 负载电源极性保护电路

有些直流供电负载, 如果电源极性接错, 负载将损坏。例如, 某些 CMOS、TTL 电路, 若将电源极性接错, $5V$ 以上电压可立即将集成电路击穿。解决的办法也很简单, 可将一个图 27.6 所示的二极管电桥的输入端接至直流电源的两端, 不管电源极性怎么接, 负载总是安全的。当输入端电源上正、下负时, VD_1 、 VD_2 导通, VD_2 、 VD_4 截止; 当输入端上负、下正时, VD_2 、 VD_4 导通, VD_1 、 VD_3 截止, 负载 R_L 上的极性总是上正、下负, 负载得到保护。

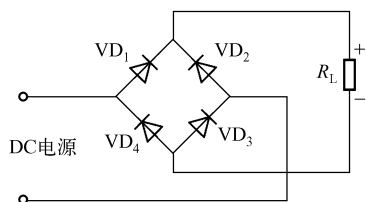


图 27.6 负载电源极性保护电路

对于小功率负载, $VD_1 \sim VD_4$ 可选用 1N4148; 对于大功率负载, $VD_1 \sim VD_4$ 应选择较大电流的管子, 如 1N4004、1N4007 等。

7. 过电压快速保护器

许多有源器件不能承受过高的电压, 为了避免昂贵的电路器件因电压过高而损坏, 需使用过电压保护电路。这种保护器的动作必须非常快速, 否则在它起作用之前器件已经损坏。

过电压快速保护器电路如图 27.7 所示。当电源电压升得过高时, 晶闸管 VT 将输出端短路, 立即消除输出电压, 并使熔断器烧断。

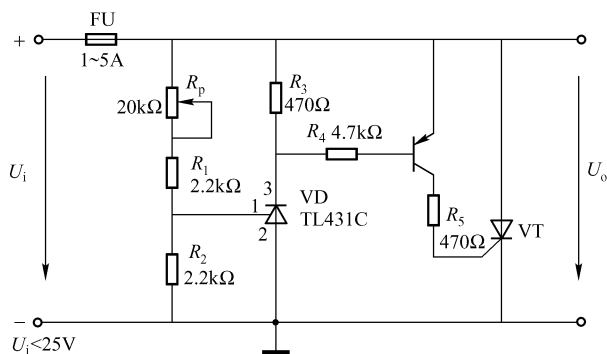


图 27.7 过电压快速保护器电路

过电压保护器接在电源与被保护电路之间，电路的动作电压可用 R_p 调节到 $5 \sim 25V$ 。

调试方法如下：

① 将 R_p 调到电阻最大值。

② 暂时用导线替换下熔丝，将电路的输入端接到可调稳压电源上，并将该电源的限制电流调到 $1A$ ，输出电压调到所需动作值。

③ 把 R_p 缓慢地调回来，直到晶闸管导通（即电源的电流限制器开始起作用）时为止。

最后，把短路线换成熔丝（最大额定电流 $5A$ ），电路即可使用。静态时，电路的消耗电流为 $1mA$ 左右。

关于 TL431C 可参阅本书第十六章第十六节相关内容。

第二节 双/三/四电压、电容可调时序/监控电路的设计与应用电路

MAX16025 ~ MAX16030 为双/三/四电压、电容可调时序/监控电路，它们广泛用于多电压系统、DC - DC 转换电源、服务器/工作站、存储系统、网络/可视通信设备等诸多领域。

一、特点

MAX16025 ~ MAX16030 具有以下特点：

- ① 工作电压范围为 $2.2 \sim 28V$ 。
- ② 对于 $3.3V$ 、 $2.5V$ 、 $1.8V$ 、 $1.5V$ 和 $1.2V$ 系统具有固定的阈值。
- ③ 可调阈值监测器电压降至 $0.5V$ ，其精度为 1.5% 。
- ④ 全温范围内固定阈值的精度为 2.7% 。
- ⑤ 电容可调延迟定时。
- ⑥ 独立的漏极开路/推挽输出。
- ⑦ 对每种监测电压均具有使能输入。
- ⑧ 九种可选择逻辑阈值。
- ⑨ 手动重置和容限误差（ $5\%/10\%$ ）选择输入。
- ⑩ 小尺寸 $4mm \times 4mm$ TQFN（即薄型 QFN）封装。
- ⑪ 规定全温范围为 $-40 \sim +125^\circ C$ 。

二、引脚排列及功能

1. 引脚排列（仅 MAX16029/MAX16030）

MAX16029/MAX16030 的引脚排列如图 27.8 所示。

2. 各引脚的功能

① IN1：监测电压输入端。当 IN1 上的电压超过它的阈值时，可调电容产生延迟之后，输出端 OUT1 转换为高电平；当 IN1 的电压下降至阈值以下，传输延迟之后，OUT1 转为低电平。

② IN2、IN3、IN4：功能同 IN1。

③ TOL：阈值容限输入端。若选择 5% 以下的标称阈值，应将 TOL 接 GND；若选择 10% 以下标称阈值应将 TOL 接 U_{CC} 。

④ GND：地。

⑤ EN1：动态高电平逻辑使能输入端。不管输入电压状态如何，用低电平驱动 EN1，OUT1 转换为低电压；用高电平驱动 EN1，则启动监测电容器。

⑥ EN2、EN3、EN4：功能同 EN1。

⑦ TH1：阈值选择输入端 1。将 TH1 接 U_{CC} 或 GND，或将 TH1 开路，当 TH1 和 TH0 相连时，可任意选择输入电压阈值（见表 27.1）。

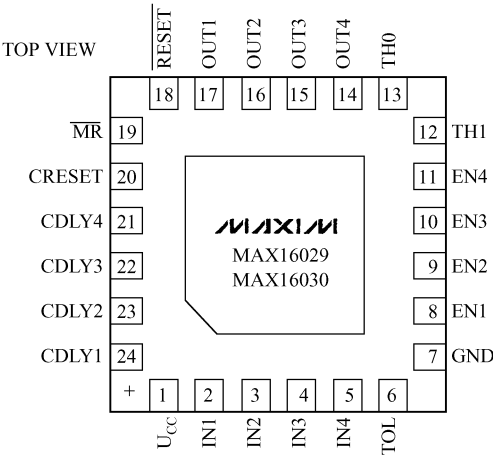


图 27.8 MAX16029/MAX16030 的引脚排列

表 27.1 MAX16025 ~ MAX16030 的输入电压阈值选择器

TH1/TH0 逻辑	IN1/V (所有型号)	IN2/V (所有型号)	IN3/V (MAX16027/MAX16028)	IN4/V (MAX16029/MAX16030)
低/低	3.3	2.5	1.8	1.5
低/高	3.3	1.8	可调节	可调节
低/开路	3.3	1.5	可调节	可调节
高/低	3.3	1.2	可调节	2.5
高/高	2.5	1.8	可调节	可调节
高/开路	3.3	可调节	可调节	可调节
开路/低	3.3	可调节	可调节	可调节
开路/高	2.5	可调节	可调节	可调节
开路/开路	可调节	可调节	可调节	可调节

⑧ TH0：阈值选择输入端 0。将 TH0 接 U_{CC} 或 GND，或将 TH0 开路，当 TH0 和 TH1 相连时，可任意选择输入电压阈值。

⑨ OUT4：输出端 4。当 IN4 上的电压低于其阈值或 EN3 为低电平时，则 OUT4 输出低电平（见表 27.2）。

表 27.2 MAX16025 ~ MAX16030 的输出状态^①

EN	IN	OUT
低	$U_i < U_{TH}$	低
高	$U_i < U_{TH}$	低
低	$U_i > U_{TH}$	低
高	$U_i > U_{TH}$	OUT 为高电平 (MAX16026/MAX16028/MAX16030)
		OUT 为高阻状态 (MAX16025/MAX16027/MAX16029)

① 当 U_{CC} 下降到 UVLO 以下时，不管 EN 和 U_i 的状态如何，输出均为低电平； U_{CC} 下降至 1.2V 也为正确状态，输出可为保障值。（UVLO 为欠电压锁定输出电压，其典型值 UVLO = 1.9V）。

⑩ OUT3、OUT2、OUT1：功能同 OUT4。

⑪ RESET：动态低电平重置输出端。当任意 IN 端的监测电压下降至其相关阈值以下，任意 EN 端为低电平或 MR 保持其上低电平时，则 RESET 保持低电平。在所有的监测电压超过它们的相关阈值，所有的 EN 端和所有的 OUT 端都为高电平且 MR 端解除手置功能之后，RESET 仍然保持重置的暂停时间。

⑫ MR：动态低电平手置输入端。置 MR 为低电平可维持 RESET 端为低电平。在 MR 解除手置功能（只要全部 OUT 端均为高电平）之后的重置暂停时间内，RESET 仍保持低电平。

⑬ CRESET：电容可调重置延迟输入端。在 CRESET 与 GND 之间接入一个外接电容，可置暂停时间，或将 CRESET 接至 U_{CC} 以延迟 140ms 的最小重置暂停时间。对于电路内部的传输延迟，CRESET 应开路。

⑭ CDLY4：电容调节延迟输入端 4。将 CDLY4 与地之间接一外接电容，可设置 IN4 到 OUT4（和 EN4 到 OUT4）的延迟时间。对于电路内部传输延迟时间，CDLY4 应开路。

⑮ CDLY3、CDLY2、CDLY1：功能同 CDLY4。

⑯ U_{CC} ：电源正端。

三、设计要素

1. 容差的选择

将 TOL 与 GND 连连，可选择标称阈值 5% 以下的允许误差；将 TOL 与 U_{CC} 连连，可选择标称阈值 10% 以下的允许误差。TOL 不能开路。

2. 输入的调节

MAX16025 ~ MAX16030 芯片输入的大小可用外接电阻分压器来调节，如 27.9 所示。

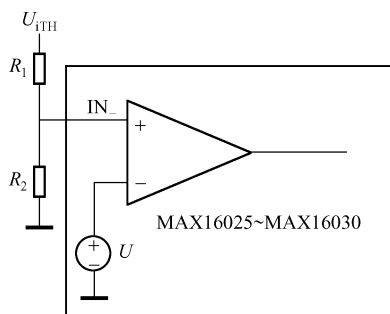


图 27.9 输入的调节电路

R_1 、 R_2 值由以下两式确定：

$$R_1 = \frac{e_A U_{iTH}}{I_L}$$

$$R_2 = \frac{U_{TH} R_1}{U_{iTH} - U_{TH}}$$

式中， e_A 为分压器的最大允许误差，一般取 $e_A = 1\%$ ； U_{iTH} 为各输入端 IN 上的阈值电压， U_{iTH} 值见表 27.3； I_L 为 IN 端的输入电流，一般取 $I_L = 100\text{nA}$ ； U_{TH} 为可调阈值电压，当 TOL 接 GND 时， $U_{TH} = 0.5\text{V}$ （典型值）；当 TOL 接 U_{CC} 时， $U_{TH} = 0.472\text{V}$ 。

例如， $U_{iTH} = 3.052\text{V}$ ， $I_L = 100\text{nA}$ ， $e_A = 1\%$ ，计算得到 $R_1 = 3.052\text{M}\Omega$ （取 $R_1 = 3\text{M}\Omega$ ）， $R_2 = 0.6\text{M}\Omega$ ，则有

$$U_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{iTH} = \frac{0.6}{3 + 0.6} \times 3.052\text{V} = 0.5\text{V}$$

即外加输入为 3.052V，调节至芯片的输入为 0.5V。

表 27.3 输入端 IN 的阈值电压 U_{iTH}

额定值 U_{iTH}/V	实际 U_{iTH}/V		
	最小	典型	最大
3.3 (TOL 连接 GND)	2.970	3.052	3.135
3.3 (TOL 连接 U_{CC})	2.805	2.888	2.970
2.5 (TOL) 连接 GND	2.250	2.313	2.375
2.5 (TOL 连接 U_{CC})	2.125	2.187	2.250
1.8 (TOL 连接 GND)	1.620	1.665	1.710
1.8 (TOL 连接 U_{CC})	1.530	1.575	1.620
1.5 (TOL 连接 GND)	1.350	1.387	1.425
1.5 (TOL 连接 U_{CC})	1.275	1.312	1.350
1.2 (TOL 连接 GND)	1.080	1.110	1.140
1.2 (TOL 连接 U_{CC})	1.020	1.050	1.080

3. 不用输入端的处理

任意不用的各 IN 和 EN 端均应接 U_{CC} 。

4. 输出端 OUT 的处理

当相关 IN 端的输入电压降至规定阈值电压以下或相关 EN 端为低电平时，相应的输出端 OUT 为低电平；当 EN 端为高电平并且 U_i 高于其阈值，经延时之后，OUT 为高电平（见表 27.2）。

MAX16025/MAX16027/MAX16029 为漏极开路输出；而 MAX16026/MAX16028/MAX16030 则为推挽输出。

漏极开路输出需要外接至电压为 0 ~ 28V 的上接电阻。

5. 重置输出端 RESET 的处理

当 IN 端的监测电压下降到它的相关阈值，EN 为低电平或 \overline{MR} 保持时， \overline{RESET} 保持低电平。在所有的监测电压（ U_i ）超过它们的相关阈值，所有的 EN 和 OUT 均为高电平，而 \overline{MR} 解除之后， \overline{RESET} 仍保持重置暂停时间，（波形图如图 27.10 所示）。

MAX16025/MAX16027/MAX16029 为漏极开路动态低电平重置输出，而 MAX16026/MAX16028/MAX16030 为推挽动态低电平重置输出，漏极开路的 \overline{RESET} 输出需要外接至电压为 0 ~ 28V 的上拉电阻。

6. 可调重置暂停时间（CRESET 端的处理）

将 CRESET 端接 U_{CC} ，在芯片内部的全部元器件均具有固定的重置暂停时间。重置暂停时间也可以用接于 CRESET 端和 GND 端之间的电容进行调节。当 CRESET 上的电压达到 0.5V 时， \overline{RESET} 转换为高电平。当 \overline{RESET} 为高电平时，CRESET 立即保持低电平。

\overline{RESET} 的暂停时间与 CRESET 端的外接电容 C_{CRESET} 的大小有关，如图 27.11 所示。

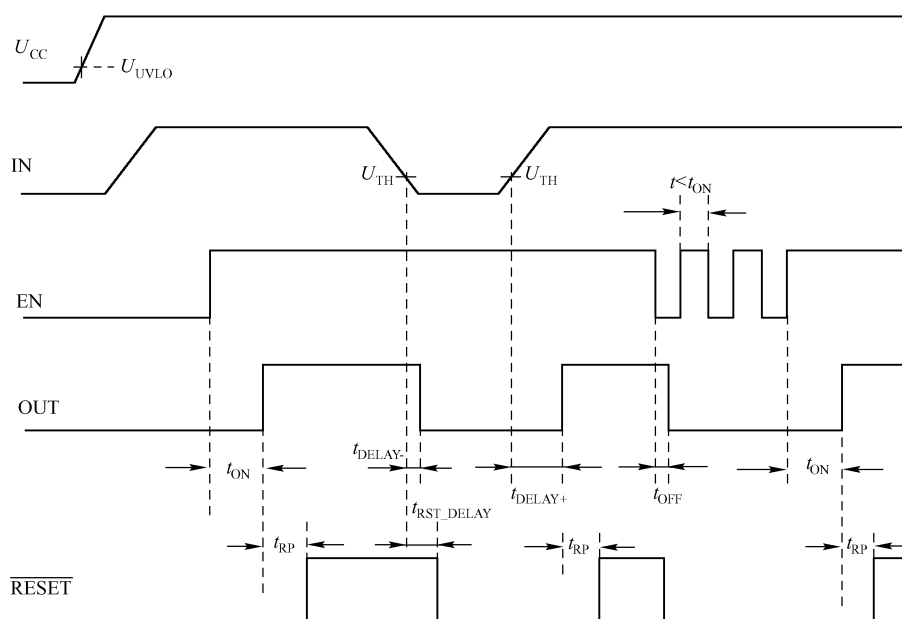
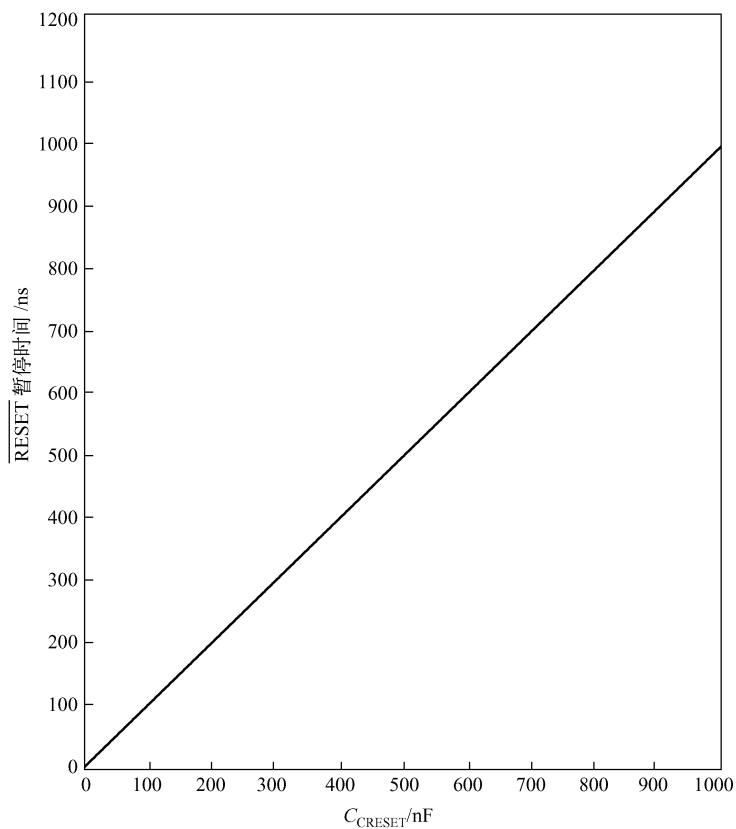


图 27.10 各端子的波形 (CDLY 开路)

图 27.11 \overline{RESET} 暂停时间与 C_{CRESET} 的关系

此图对设计应用电路很有用,如选择 $\overline{\text{CRESET}}$ 暂停时间为 200ms,由该图可查出 $C_{\text{CRESET}} = 200\text{nF}$,为保证定时精度和良好的工作,应选择漏电小的电容器。

7. 可调延迟 (CDLY 的处理)

若 EN 为高电平,且 U_i 升至高于 U_{TH} 时,芯片内部的电流源向接至 CDLY 与 GND 之间的电容充电,当 CDLY 达到 1V 时,输出 OUT 转换为高电平,当 OUT 达到高电平时,CDLY 立即转换并保持低电平。 U_i 上升至 U_{TH} (且 EN 为高电平) 以上,到 OUT 转换为高电平的时间,称为 OUT 延迟时间,它与外接电容 C_{CDLY} 的关系如图 27.12 所示。

若给定 OUT 延迟时间,可由此图来选择 C_{CDLY} 值。

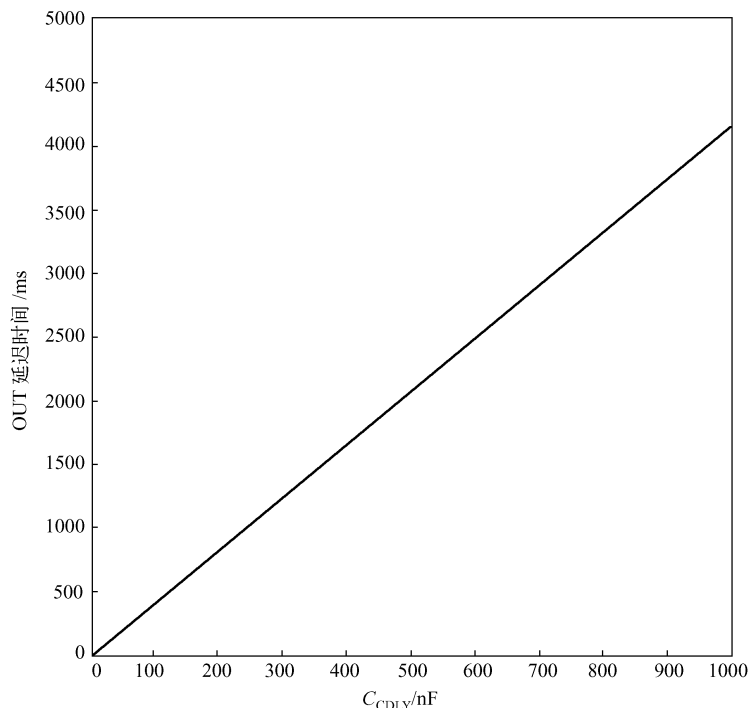


图 27.12 OUT 延迟时间与 C_{CDLY} 的关系

8. 手动重置输入端 $\overline{\text{MR}}$

许多 μP (μ - Power 微功耗或 μ - Piece 微芯片) 产品都需要手动重置功能。当 $\overline{\text{MR}}$ 为逻辑低电平时, $\overline{\text{RESET}}$ 保持低电平。当 $\overline{\text{MR}}$ 为低电平且在重置暂停时间 (固定 140ms 或电容调节) 内, $\overline{\text{MR}}$ 又返为高电平后, $\overline{\text{RESET}}$ 仍保持低电平。 $\overline{\text{MR}}$ 输入端具有 500nA 的内部拉电流, 因此, 可以不用它 (保持开路)。

$\overline{\text{MR}}$ 可以用 TTL 或 CMOS 逻辑电平或漏极 - 集电极输出端来驱动。

通常, 在 $\overline{\text{MR}}$ 与 GND 之间接一个瞬时开关 (即常开点动开关), 它具有手动重置功能。

如果在噪声环境下用长电缆或器件驱动 $\overline{\text{MR}}$, 可在 $\overline{\text{MR}}$ 与 GND 之间接一个 $0.1\mu\text{F}$ 的电容, 可提供抗噪能力。

9. 上拉电阻值

对于漏极开路输出的上拉电阻,并非需要精确的阻值,但当器件吸取电流时,应保证其合适的逻辑电平。例如,若 $U_{CC} = 2.25V$,上拉电源电压为 $28V$,吸取电流应保证小于 $0.5mA$,由此,上拉电阻应大于 $28V/0.5mA = 56k\Omega$;对于 $12V$ 的上拉电源电压,其上拉电阻应大于 $12V/0.5mA = 24k\Omega$ 。

10. 电源的旁路

器件的电源电压为 $2.2 \sim 28V$,当 U_{CC} 下降至 UVLD (Undervoltage-locuout) 阈值以下时,所有的输出端为低电平,并保持低电平直至 U_{CC} 下降至 $1.2V$ 为止。

对于噪声系统或快速上升到 U_{CC} 的瞬间,需在 U_{CC} 与 GND 间接一个 $0.1\mu F$ 陶瓷电容,尽可能地提供更好的消除噪声和瞬间响应的性能。

11. U_{CC} 下降至 $0V$ 时保证正常的输出电平 (仅 MAX16026/MAX16028/MAX16030)

当 U_{CC} 下降到 $1.2V$ 以下时,输出端吸取电流的能力下降了。为了保证当 U_{CC} 下降到 $0V$ 时的有效输出,需在 OUT/RESET 端与 GND 端之间接一个 $100k\Omega$ 的电阻。

四、应用电路

1. 时序多电压系统

时序多电压系统如图 27.13 所示。它由 MAX16029 和 DC-DC 转换器等组成,各个 DC-DC 转换器的使能端 (EN) 中,MAX16027 的使能端 EN 和输出端 OUT 进行时序控制,电路提供 $+3.3V$ 、 $+2.5V$ 、 $+1.8V$ 的时序电源以满足 μP 的需求。

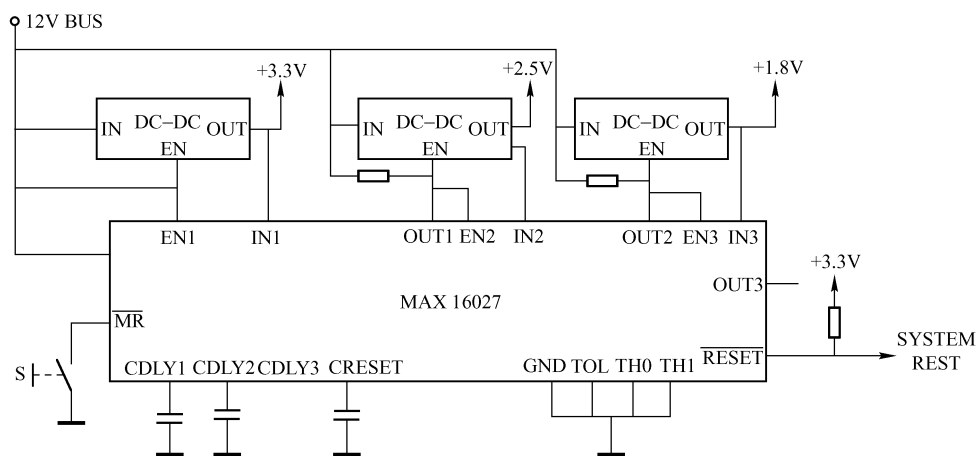
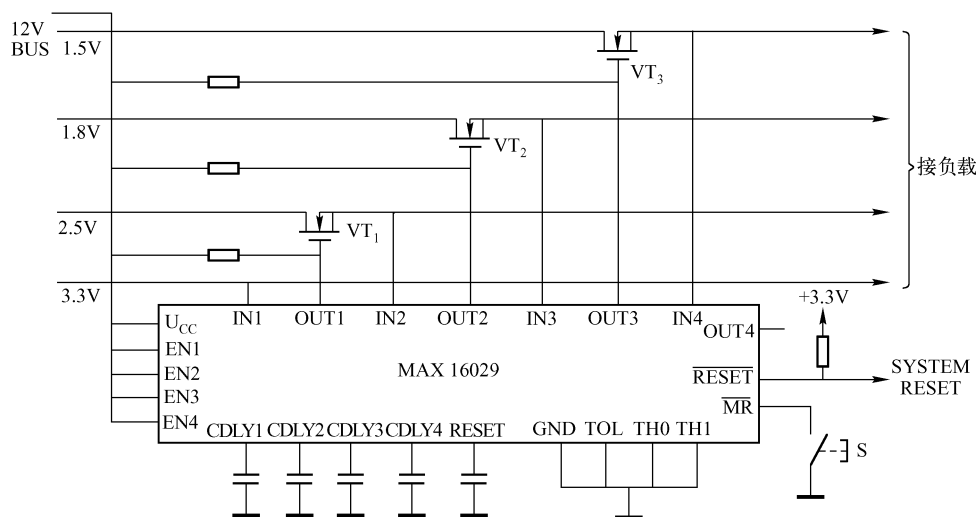


图 27.13 时序多电压系统

2. 使用 n -FET 的多电压时序系统

使用 n -FET 的多电压时序系统如图 27.14 所示。该电路能提供 $1.5V$ 、 $1.8V$ 、 $2.5V$ 、 $3.3V$ 大负载电流需求,适应较大的负载,提供负载电流的大小由 n -FET 确定。需要大负载电流时,应选择 I_D 较大的场效应管。

图 27.14 使用 n -FET 的多电压时序系统

电路中的场效应管 VT_1 、 VT_2 和 VT_3 为无触点开关，开关和通断分别由 MAX16029 的 OUT1、OUT2 和 OUT3 控制，即 OUT1 ~ OUT3 提供时序信号，对多电源进行时序控制。

电路中各个电容器的容量，根据实际需要参考设计要素来确定。

3. 低成本电源排序器

所谓电源排序器，是有多个电源，其输出电压不等，要求电源电压从大到小（或反之）顺序地接通；而当关闭电源时则要求按电源电压从小到大（或反之）顺序地关断。

电源排序器常用于现代微处理器和 DSP 上。现代微处理器和 DSP 要求断电顺序必须和上电顺序相反，许多厂商针对这类应用设计生产了可编程排序 IC，但器件价格极昂贵。

作为可编程排序 IC 的替代方案，图 27.15 所示电路可以对四路电源进行经济有效的排序和监测。四路 DC-DC 电源可以分别为应用电路提供 3.3V、2.5V、1.8V 和 1.2V 电压。

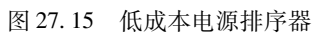
四电压监控器 (U_1) 可监测每路电源电压，并生成主电源就绪 PDK 信号。上电期间， U_1 可保证前一路电源有效之前不会接通下一路电源。另一个四电压监控器 (U_2) 采用 R_1 、 R_2 、 R_3 及 C_1 组成的 RC 电路设定上电和断电时序。由于各监控器内部设置有门限，因此不需要外部电阻分压器。

将电源开/关信号连至 5V 输入以启动上电时序， C_1 通过 R_2 充电。随着电容电压逐渐达到 1.2V 以上，上升至 1.8V、2.5V 和 3.3V 时，相应的 U_2 输出变为高电平，从而使电源以预定的顺序打开。四个电源全部接通后，经过由 C_2 设置的延时，POK 信号变为高电平。

为了对电源进行监测，电源开/关信号可处于高电平状态。POK 信号通过 R_1 和 R_3 维持 C_1 电压，并保持电源导通。故障时，POK 迅速解除有效状态， C_1 通过 R_1 放电，进而关闭所有电源。断电时，将电源开/关信号接地。POK 解除有效状态时， C_1 通过 R_2 和 R_1 放电，以相反顺序关闭各路电源。

电源排序器更具体的工作原理如下：

接入电源开/关信号（从 0V 跳跃至 5V） C_1 通过 R_1 充电，其上电压为 U_{C1} 。当 $U_{C1} > 1.2V$ 时， U_2 中的第一个比较器正饱和，其输出电压接近于电源电压（+5V）。DC-DC1 中



因为 MAX16029 为漏极开路输出，故图 27.15 中的各个 OUT 端均接入一个 $10\text{k}\Omega$ 的上拉电阻。

第三节 信号线路保护器

MAX366/MAX367 是多路两端子电路保护器，它们与信号线相串联。当检测电路上的元器件接近或超过额定电压时，每个两端器件都会起到保护作用，在接口电路中常常使用这些器件。检测电路接到 MAX366/MAX367 的外接端子，当遭遇故障危险电压（超过电源幅值直至 35V），电压上升或下降，即发生故障情况时，电路都能受到保护。

MAX366 内含三个独立保护元件，MAX367 的含八个独立保护元件，可用于单极性电压（4.5 ~ 36V），也可用于双极性电源（ $\pm 2.25 \sim \pm 18V$ ），每个保护器都是对称的，输入端和输出端可互换使用。

保护元件由电压检测元件 MOSFET 阵列组成。当施加电压时，MOSFET 导通；当关断电源时，MOSFET 开路。温度为 25℃ 时，加上 $\pm 10V$ 电源，其导通电阻值最大为 100Ω，漏电流小于 1nA。

当信号电压超过电源电压 1.5V（包括电源关断）时，两端子（输入端和输出端）间的电阻值异常地增大，这就限制了故障电流，也就限制了检测电路的输出电压。MOSFET 开关的保护侧维持正常的极性并将电源钳制下降约 1.5V 的幅值，使电路脱离了故障条件。

一、内部电路结构与引脚排列

图 27.16 所示是 MAX366/MAX367 内部每个保护器的简化结构。保护器都是由两个 N 沟道增强型 FET 和一个 P 沟道增强型 FET 组成的。为了使管子导通，N - FET 的栅极必须加约 1.3V 的正电压，而 P - FET 则必须加约 2V 的负栅压。

正常工作时， U_+ 端必须接至正电位， U_- 端必须接至负电位。 VT_1 和 VT_3 的栅极接至 U_+ ，只要它们的源极低于 U_+ 端 1.3V（N 沟道栅极的阈值电压）， VT_1 和 VT_3 就导通；而 VT_2 的栅极接至 U_- ，只要源极的电压高于 U_- 端 2V 或 2V 以上（P 沟道栅极的阈值）， VT_2 就导通。

MAX366/MAX367 的内部信号只要在上述限度之内，每个保护器的所有三个场效应管都导通，则 IN 脚到相应的 OUT 脚保持了低阻通道（注意，由地对称关系，IN 和 OUT 可以互换）。当信号超过 VT_2 或 VT_1/VT_3 的阈值时，通道的电阻值急剧增大，对电路起到保护作用；当电源开路时，场效应管的栅极失去偏压，从 IN 到 OUT 的通道变为开路。

MAX366/MAX367 的引脚排列如图 27.17 所示。

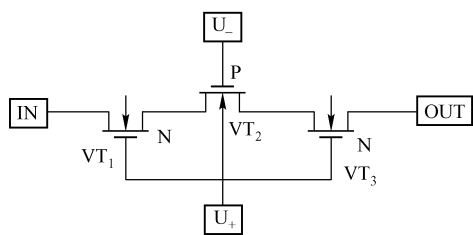


图 27.16 MAX366/MAX367 保护器简化的内部结构

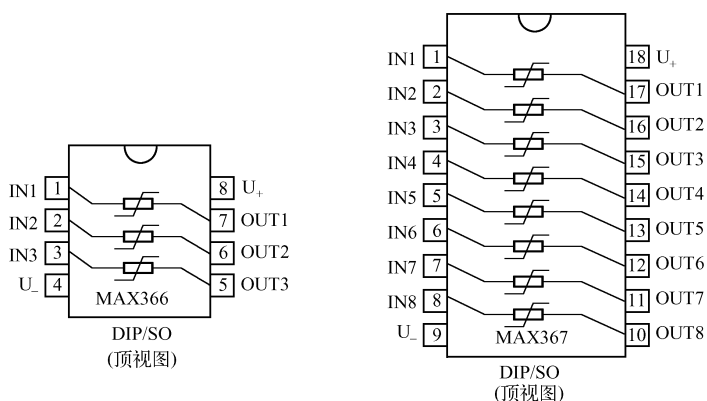


图 27.17 MAX366/MAX367 的引脚排列

二、正常工作情况

正常工作时，保护器与信号线串联，电源加在 U_+ 端和 U_- 端。当用单电源时， U_- 接地。施加电压后，每个保护器的通道如同一个电阻。开关输入侧的任一电压源经保护器接至输出端。

如果输出负载是电阻，则负载吸入电流，因内部通道电阻和负载电阻形成分压器，输出电压小于输入电压。通道电阻的典型值小于 100Ω ，因此，高阻抗负载对保护器没有什么影响。

保护器的通道电阻是电源电压和信号电压的函数。

三、电源关断

当电源断开时（ $U_+ = U_- = 0V$ ），保护器是虚开路状态，每个端子上的电压（直达 $\pm 40V$ ）与其他端子彼此都是绝缘的。此时，用 $\pm 40V$ 的电压加到输入端，尽管输出端有电阻接地，但其输出电压仍将为 $0V$ 。

四、故障情况

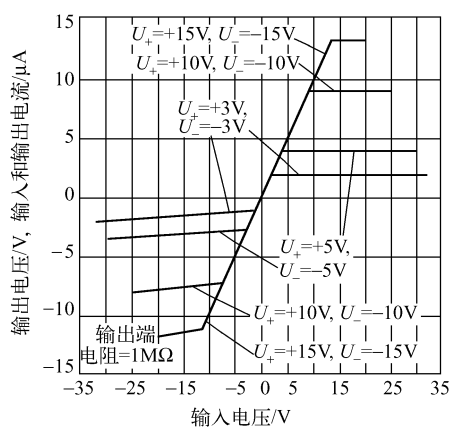
当芯片的信号端对电源的电压为 $1.5V$ 或超过 $1.5V$ 时，就形成了所谓的故障情况。施加电压或切断电源，电路的状态随电源上升或下降而变化，均属故障情况。

电路存在故障时，保护器如同一个可变电阻，仅在开关的其他引脚对电源电压维持在 $1.5V$ 之内，保护器的通道才导通，这个电压就是所谓的缺陷拐点电压，它是对称的。对正电源（ U_+ 端）大约为 $1.3V$ 以下，对负电源（ U_- 端）大约为 $2.0V$ 以上。每一种故障情况下的拐点电压，相对于电源电压，输出电流以及器件本身的差别都是稍有变化的。

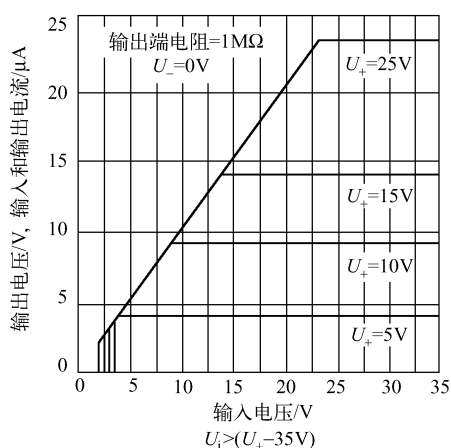
图 27.18 所示是 MAX366/MAX367 的传输特性，三种不同情况下的传输特性的拐点都在曲线的弯曲或折线的交点处。三种曲线对于设计（电源电压的选择、拐点电压的大小等）都是有用的资料。

在有故障的情况下，所有的故障电流从一个信号端子经过保护器，由其他的信号端子流出，故障电流不经过两个电源端子（仅有几皮安的漏电流从每个信号端流到每个电源端，它与故障电流无关。）

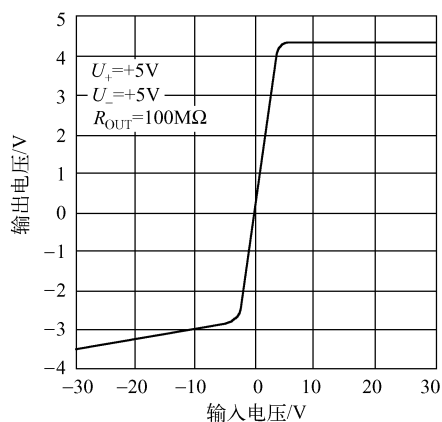
在故障条件下，有足够大的电流经保护器以维持输出电压在拐点电压上。故障电流是输出电压和电源电压的函数。



(a) MAX366/MAX367的传输特性(双极性电源)



(b) MAX366/MAX367的传输特性(单极性电源)



(c) MAX366/MAX367高阻抗的传输特性

图 27.18 MAX366/MAX367 的传输特性

输出电压、输出电流和故障电流具有相同的极性。

最大的故障电压为 $\pm 40\text{V}$ 。这就意味着，在电源电压为 $\pm 5\text{V}$ 时，输入电压可达 $\pm 35\text{V}$ ；在电源电压为 $\pm 15\text{V}$ 时，输入电压达 $\pm 25\text{V}$ ；当电源断开时 ($U_+ = U_- = 0\text{V}$)，故障电压的最大值为 $\pm 40\text{V}$ 。

图 27.19 所示是 MAX366 的简单应用电路。利用该电路可求出故障电流：

① 正故障电流为

$$I_{F+} \approx (U_+ - 1.3\text{V} - U_{\text{LOW}})/R_{\text{OUT}}$$

② 负故障电流为

$$I_{F-} \approx (U_- + 2\text{V} + U_{\text{LOW}})/R_{\text{OUT}}$$

式中， U_{LOW} 为 OUT 端外接电阻 R_{OUT} 下端的电压，当 R_{OUT} 接地时， $U_{\text{LOW}} = 0\text{V}$ 。

经过每个保护器的电流决不能超过 30mA 。每个保护器的耗散功率，按最坏情况（流经每个保护器上的电流、电压均达到最大值）计算，要保证不能达到封装的限定耗散功率。

单电工作时，接地负载具有零电压（零电流），任何时候的输入电压都低于 2V 。事实

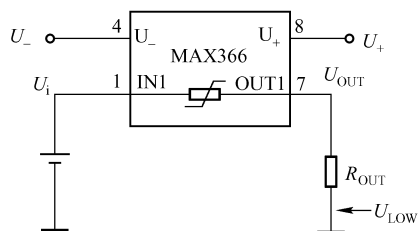


图 27.19 MAX366 的简单应用电路

上, IN 和 OUT 两个端子都处于故障条件下。

特殊情况是电源开路, 元件处于永恒的故障条件之下, 由于 FET 管断电, 元件无故障电流产生。

五、极端低电流工作

图 27.18 (c) 显示出 MAX366/MAX367 典型的 $100\text{M}\Omega$ 高阻抗的传输特性, 和 $1\text{M}\Omega$ 阻抗传输特性 (见图 27.18 (a)、(b)) 比较可见, 后两种情况的拐点都接近电源电压, 曲线扁平部分的斜率 (故障情况) 很陡。随着负载电阻的进一步增大, 正负拐点电压也增加, 故障条件下的斜率更大了。

最后, 在极端的高输出电阻 (如太欧级, $1\text{T}\Omega = 10^{12}\Omega$) 故障条件下, 输出电压即可超过电源电压, 这是由于从输入到输出极端小的漏电流所致。

当保护器的输出端连接很高的电阻时, 在故障情况下, 便有很小的负载电流 (如几皮安) 和漏电流从输入端流至输出端, 该电流在 1nA 以下, 只有在输出电阻足够高时, 才能致使输出电压超过电源电压。然而, 如果高电阻负载有防止电源挪动 (至运放的外部或内部) 的二极管, 那么故障情况可以自动得到校正。这些二极管导通时, 漏电流流至电源并限制输出电压为一安全值。

另一方案是, 和负载并联对地加一个高阻值电阻, 这个电阻和 $1000\text{M}\Omega$ 一样小 (和太欧级高输出电阻相比较), 它的值必须在预期的最高工作温度下用实验方法确定。

通常, 用 FET 输入级的运放工作时, 不必使用故障防护器。

六、应用电路

1. 开启延迟电路

MAX366/MAX367 的供电电流很小 (小于 $10\mu\text{A}$), 电源端子可由有源电路驱动取代直接由电源驱动电路, 如图 27.20 所示。在这种连接中。

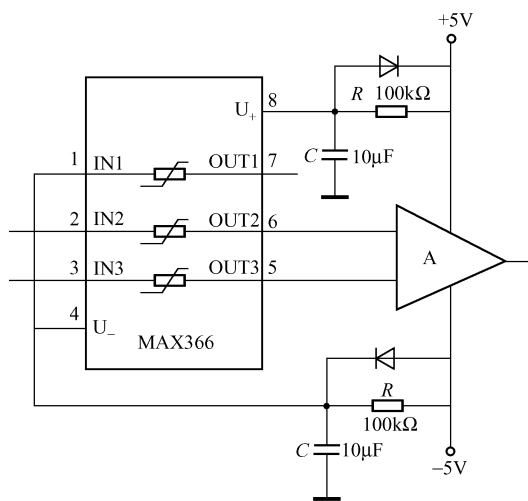


图 27.20 开启延迟电路

把外接元器件作为驱动故障防护开关, 即可把 U_+ 脚和 U_- 脚作为控制脚。例如, 把 U_- 脚接地, 控制 CMOS 管的栅极的电平, 可以把 U_+ 脚接通或断开, 这样可立即接通或断开 3 条或 8 条信号线, 信号的传输也得到延迟。

图 27.20 所示电路是一个简单的开启延迟电路, 它具有 MAX366 低功耗的优点。两个 RC 网络平缓地将电源加到 MAX366 上, 依次使平滑的输入信号送至运算放大器, 当电源断开时, 两个电容器通过二极管迅速放电。

选择 U_+ 端和 U_- 端的 RC 时间常数能够达到任一开关速率, 而对检测电路的时间常数没有影响。

2. 程序电源及运放保护电路

MAX366/MAX367 中的任一个都可作为开关电阻, 其功能不受同一封装内其他元器件的影响。图 27.21 所示电路为程序电源和运放保护电路, MAX366 内的两个保护器用于保护运放的两个输入端, 当输入信号很大时, 保护器的阻值变得非常之大, 将输入信号切断, 从而保护了运放的输入端。程控电源由 P 沟道 MOS 管和开关电源控制。

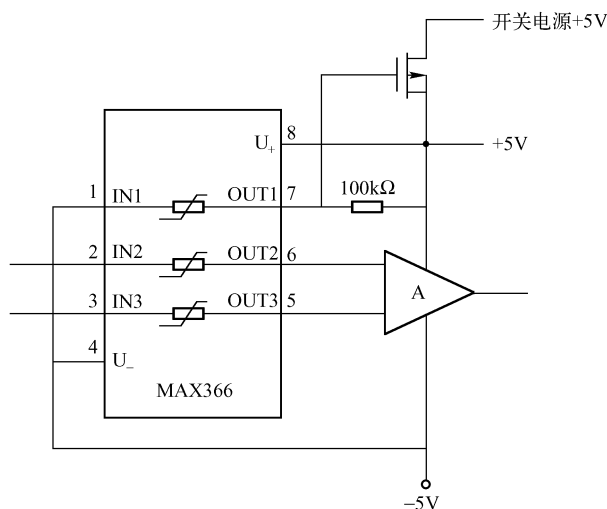


图 27.21 程序电源和运放保护电路

3. 高压浪涌抑制电路

MAX366/MAX367 本身不是高压保护器件, 也不能用它们代替浪涌抑制器。然而, 在一些系统中, 能够用 MAX366/MAX367 组成浪涌电压/电流抑制电路, 如 27.22 图所示。

浪涌抑制器是一个极快的分流电路, 它具有很“软”的电流拐点, 有过大的漏电流接近拐点电流, 必须选择它们的钳位电压在正常信号电平以上。当信号电平较低或阻抗提高时, 一些漏电流会干扰电路的正常工作。然而, 若钳位电压太高, 会衰减输入信号。

在浪涌抑制器之后接运算放大器, 允许浪涌抑制器的电压设置在电源电压之上 (内部应用过电压限制), 就可以极大地降低漏电流的影响。

出现浪涌电压时, 浪涌抑制器把输入电压钳制在 $\pm 10\text{V}$ 左右, 并切断了进入运放的信号。

4. 遥控传感器的保护电路

生产实际中, 常常把传感器或探测头放置在现场, 经长导线进入检测装置。图 27.23 所

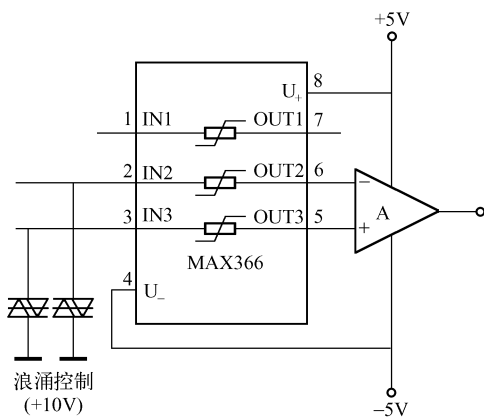


图 27.22 浪涌电压/电流抑制电路

示为一个遥控传感器的保护电路。传感器由 4 枚电阻应变片组成测量电桥，桥压由 +10V 参考（标准）电源供电。保护器由 MAX366 组成，当出现故障（短路、开路等）保护器切断进入运放 A 两输入端的故障信号。

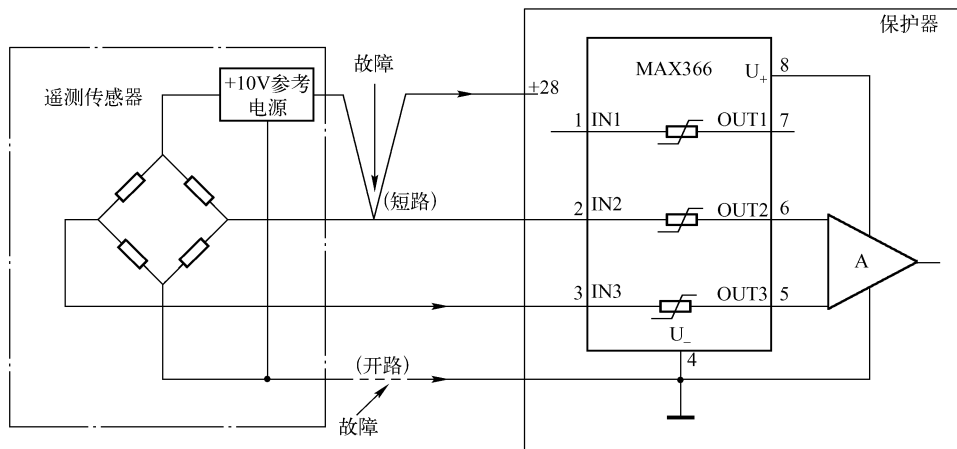


图 27.23 遥控传感器的保护电路

第二十八章 闪光灯、彩灯、调光灯、照明灯电路

第一节 闪光灯、彩灯电路

1. 闪烁警示灯电路

图 28.1 所示闪烁警示灯电路由光控电路、多谐振荡器、驱动电路和电源电路等组成。它白天不工作，晚上当光线较暗时，红灯能以 0.7Hz 频率闪烁工作，可用于需要警示的场合。

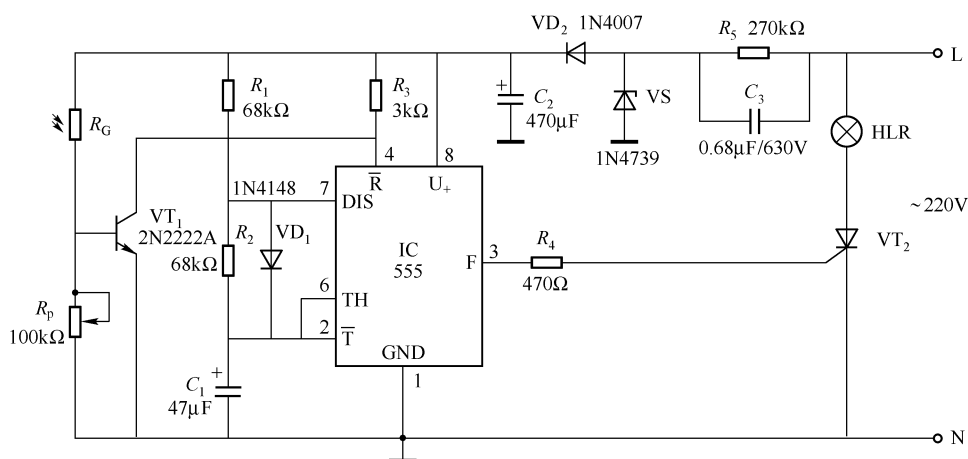


图 28.1 闪烁警示灯电路

光控电路由晶体管 VT_1 、光敏电阻 R_G 和电位器 R_p 等组成，它的作用是控制 555 的复位端 \bar{R} （4 脚）电位的高低，这部分电路虽然简单，但是电路的关键部分。光敏电阻应选用亮电阻较小、暗电阻较大的那种。

白天， R_G 受光呈低阻， VT_1 导通，将 555 的 4 脚钳位于低电位，555 停振，IC 的输出端 $F=0$ ， VT_2 截止，警示灯不亮。

晚上， R_G 因光照较弱，暗电阻很大，使 VT_1 截止，IC 的 4 脚变为高电平，使 555 振荡，3 脚 F 输出超低频信号。当 $F=1$ 时，触发晶闸管 VT_2 导通，警示灯 HLR 亮，但电源频率远高于振荡器的频率，在交流电加反向电压于晶闸管时， VT_2 关断，HLR 灭。只有当 F 再为 1 时 VT_2 才能触发导通，HLR 再次闪亮。因此，警示灯按 555 的振荡频率而闪烁。 $R_5//C_3$ 、

VD_2 、 VS 和 C_2 组成电源电路。该电路采用电容 C_3 降压半波整流电路。降压电容应选择高压电容, 本例选用 $0.68\mu\text{F}$ 、耐压 630V 的无极性电容, 也可以用耐压为 400V 、容值为 $2.2\mu\text{F}$ 的两个电解电容同极性相连 (如两个负极相连) 的方法来代替, 其等效电容为 $1.1\mu\text{F}$, 耐压为 800V 。

R_p 用于调节 R_G 的光控灵敏度, 选用多圈电位器。

晶闸管 VT_2 应根据警示灯的功率来选择, 功率 60W 以下可选用 3A 晶闸管; 60W 以上的灯泡应选用 10A 晶闸管; 稳压管 VS 选用 9V 的管子, 如 $1\text{N}4739$ 、 $\text{CW}13$ 等。

值得注意的是, VS 不能开路, 否则直流高压将直接施加到 VT_1 和 555 上, 将其击穿损坏, 可采用两稳压管并联的方法来预防稳压管开路。

实测 555 的振荡频率约为 0.7Hz 。

2. 交流闪光器

交流闪光器可用于节日或门面装饰。交流 220V 闪光器电路如图 28.2 所示, 25 个六种不同颜色的小氖灯泡串联。它可直接接在交流 220V 电源上, 但不能闪光。

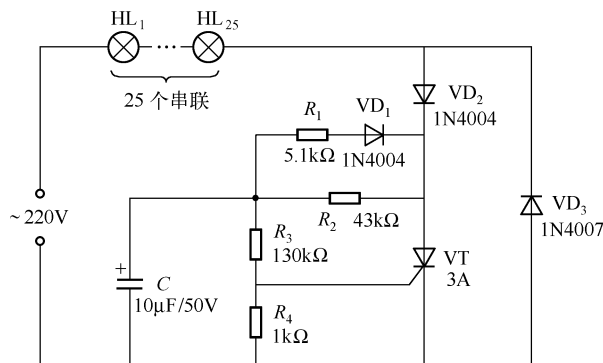


图 28.2 交流 220V 闪光器

交流闪光器的闪光频率或闪光快慢, 主要由电容 C 的容值决定。图中选用 $10\mu\text{F}/50\text{V}$ 电容器, 其闪光频率较适宜, HL 能发出各种颜色的闪光。

C 选用 $4.7\mu\text{F}/50\text{V}$ 或 $2.2\mu\text{F}/450\text{V}$ 电容, 其闪光频率较快。实验证明, C 的选用范围为 $2.2 \sim 50\mu\text{F}$ 。若电容量过小, 频率较高, 眼睛分辨不出闪光的效果, 若电容量过大则不闪光。同一容量、同一耐压值的电容以大体积电容为好, 小体积电容不能闪光。

3. 流水循环彩灯控制器

流水循环彩灯控制器电路由拾音放大器 VT_1 、时钟发生器 555 、时序分配电路 4017 、驱动电路 $VT_2 \sim VT_{11}$ 和电源电路等组成, 如图 28.3 所示。

① 压电陶瓷片 HTD 、晶体管 VT_1 等组成拾音放大器。音乐声被 HTD 接收后, 放大的音频信号经 C_1 、 R_{p1} 送入时基电路 555 的 5 脚进行调制。

② 555 组成多谐波振荡器电路, 5 脚得到音频信号后对其进行调制, 改变 5 脚的电压幅度, 其振荡频率也作出相应改变, 从而使 555 的输出端 3 脚的脉冲周期也做相应改变。

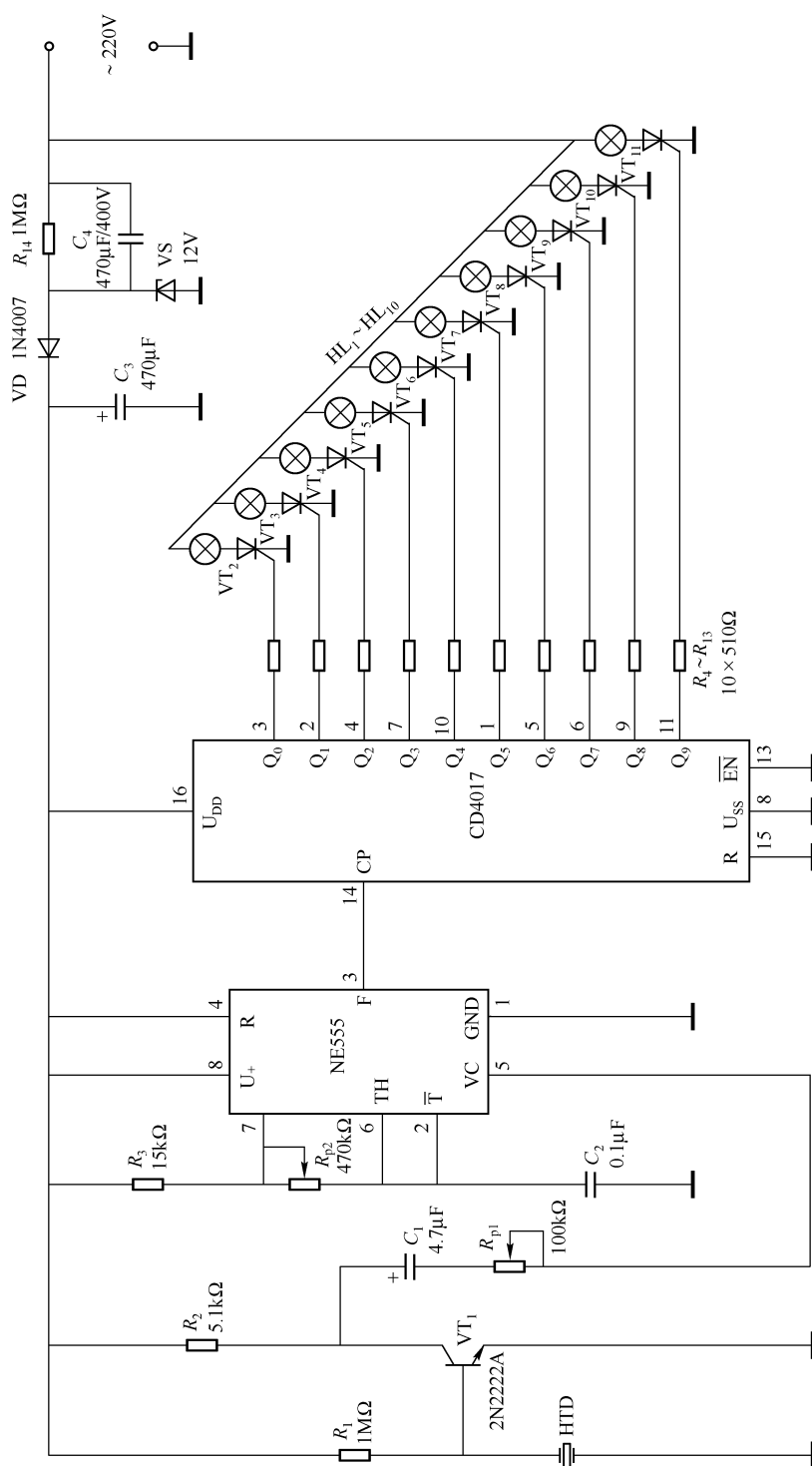


图 28.3 流水循环彩灯控制器电路

③ 555 的输出方脉冲送至 CD4017 的时钟输入端 CP, CD4017 的 10 个输出端 $Q_0 \sim Q_9$ 依顺序分别输出宽度等于 CP 周期的方脉冲。当 $Q_0 = 1$ 时 (其他 Q 端均为 0) VT_2 被触发导通, 点亮了 HL_1 ; 当 $Q_1 = 1$ 时, 就点亮了 HL_2 , 其他情况亦然。

从视觉效果来看, 似乎是彩灯随音乐声的大小而流动, 节奏越快, 音量越大, 彩灯流动的速度越快, 反之则慢。

④ 交流 220V 电压由 C_4 降压 (R_{14} 为放电电阻)、VS 稳压 (稳压值为 12V), C_3 滤波为 VT_1 、555、4017 提供直流电压。

调节 R_{p1} 的阻值可改变拾音灵敏度; 调节 R_{p2} 的阻值可改变其循环速度。HTD 选用 $\phi 27\text{mm}$ 压电陶瓷片, 应装入较大的谐振腔内。

VT_1 可选用 2N2222A 或 9011、9014 等 NPN 型晶体管, 要求 $\beta \geq 100$; $VT_2 \sim VT_{11}$ 可选用 3A 的任一型号的晶闸管; C_4 应选用 $0.33 \sim 0.68\mu\text{F}$ 、耐压 440V 以上的无极性电容。如买不到无极性电容, 可用两个 $0.68\mu\text{F}$ (或 $1\mu\text{F}$)、耐压 200V 以上的电容同极性串联代替 C_4 , 这样便得到一个电容量为 $0.34\mu\text{F}$ (或 $0.5\mu\text{F}$)、耐压 400V 以上的等效电容。

4. 多变幻闪光灯电路

由一片 555 和四片 CD4017 组成的多变幻闪光灯电路如图 28.4 所示, 该电路能显示六种闪光图形。图中, ①~⑥表示电灯串; I、II、…、VI 表示 CD4017 相应的输出端子, 共六列。各电灯串的闪光顺序如下:

第 I 列 由左向右流动, 即①→②→③→④→⑤→⑥;

第 II 列 由右向左流动, 即⑤→④→③→②→①;

第 III 列 由中间向两侧流动, 即①←②←③、④→⑤→⑥;

第 IV 列 由两侧向中间流动, 即②→③、④←⑤;

第 V 列 由③→⑤流动;

第 VI 列 由左向右隔串流动, 即②→④→⑥。

电灯串闪光流动的速率由 555 振荡器的振荡频率决定, 可调节 R_p 来改变。555 的振荡频率范围为 $3.5 \sim 6.8\text{Hz}$ 。

如果采用 LED 发光显示, 可用 LED 代替灯泡, 每串 LED 达几十只, 需串联限流电阻; 如果电路均采用 12V 电源, 可用 4 只 LED 串联, 同时去掉 $VD_4 \sim VD_7$ 整流桥。

将 Q_1 、 Q_2 、…、 Q_{24} 的不同输出端子送至各晶闸管的栅极并将灯泡采用不同的排列方式, 可显示出不同的流动灯图形。

5. 压控彩色变幻灯电路

压控彩色变幻灯电路可控制红、绿、蓝三基色灯泡亮度的比例, 使混合光的颜色在紫、蓝、青、绿、黄、橙、红之间变化, 其电路如图 28.5 (a) 所示。四运放 LM324 作为电压放大器和电压比较器, IC_1 作为电压放大器, 增益可调, 最大增益约为 100, 模拟输入信号由 A 点输入。 R_{p2} 用于调节电路增益, 即可调节控制灵敏度; R_{p1} 用于调节输入电压对彩灯的起控点; IC_4 、 IC_3 、 IC_2 用作电压比较器, 与 $R_2 \sim R_9$ 一起实现对 M 点电压 U_M 的 A/D 转换, 为 3 位二进制数字量, 每一位数字量去接通或关断对应的晶闸管。

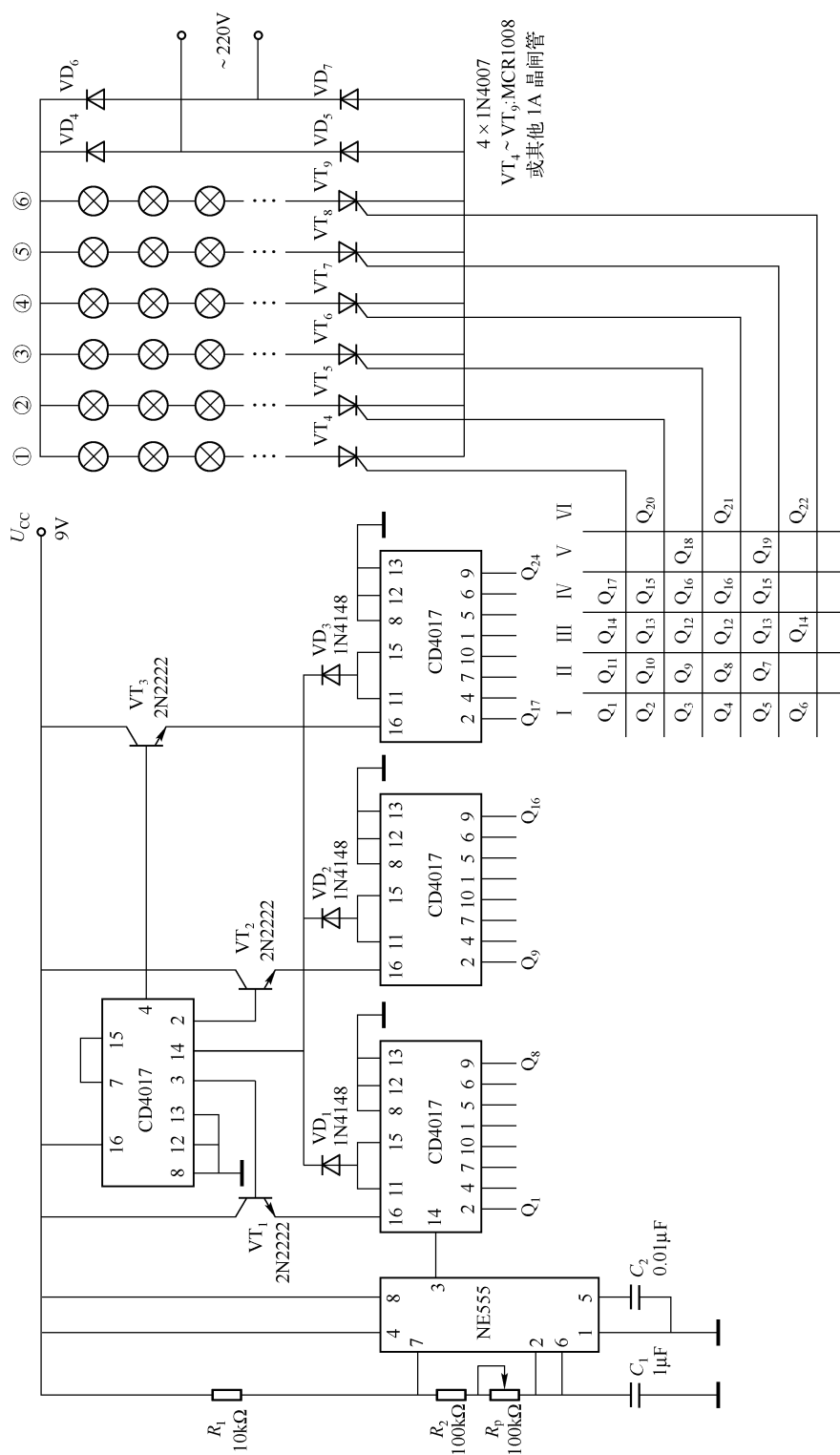


图 28.4 多变幻闪光灯电路

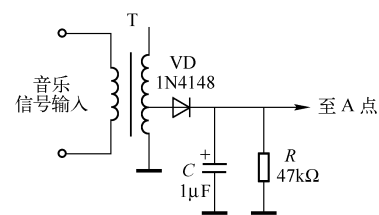
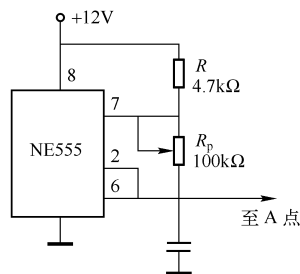
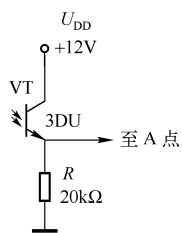
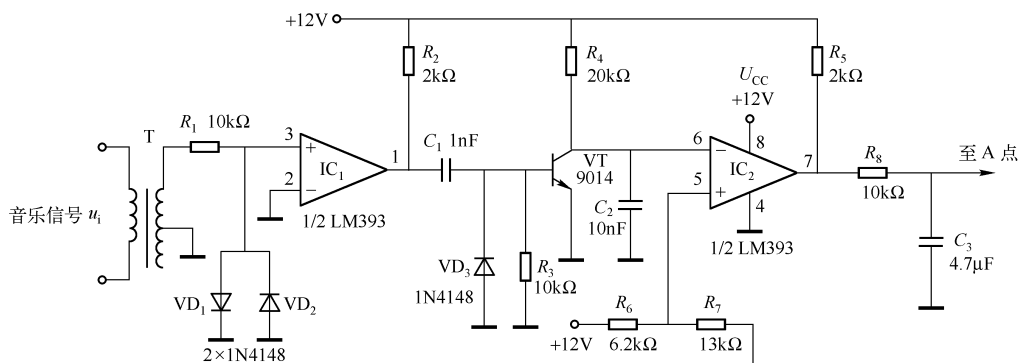
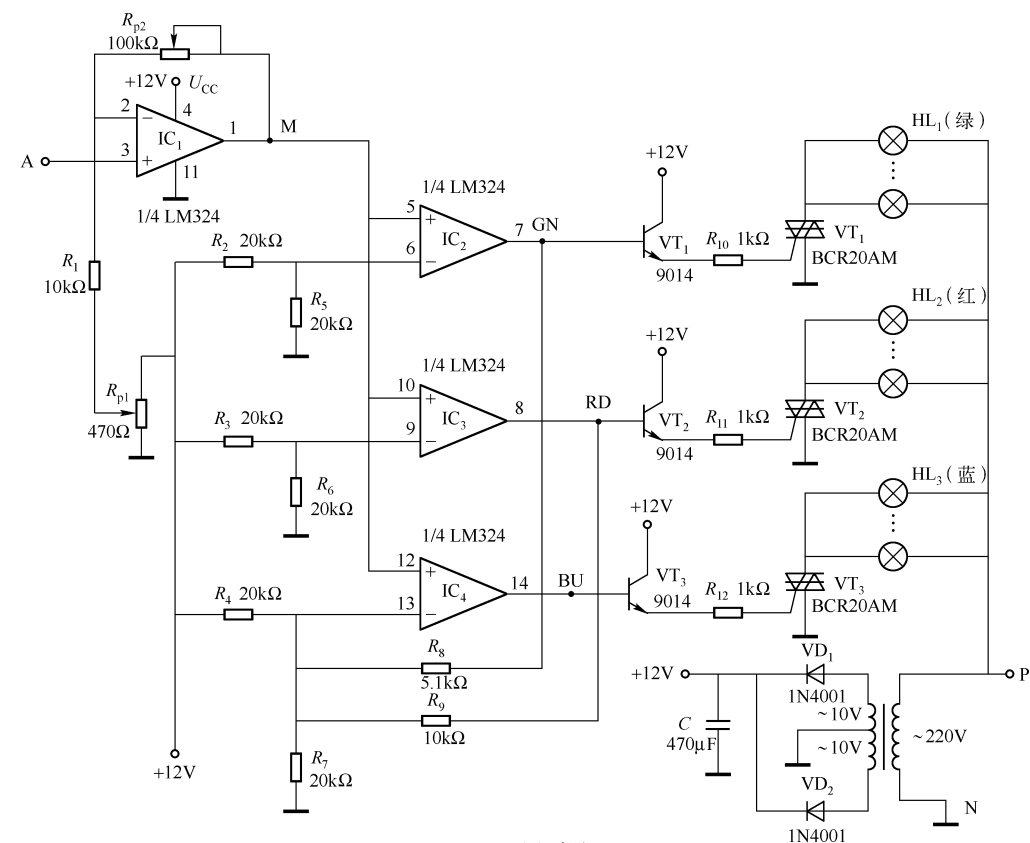


图 28.5 压控彩色变幻灯电路

A 点是电路的输入信号端, U_A 信号不同产生的变色效果也不同, 下面介绍四种信号的产生电路。

(1) 频率/电压转换电路

图 28.5 (b) 所示为频率/电压转换电路, 该电路将音乐信号 u_i 的基波频率转换为电压的变化, 对图 28.5 (a) 电路进行压控, 使混合光的颜色随着音乐的音调而变化。这种控制方法使声、光的配合融为一体, 效果明显。T 为半导体收音机的输入变压器。

(2) 光控电路

图 28.5 (c) 所示为光控电路, VT 为光敏晶体管。当用一束光以不同强度或角度照射 VT 时, 红、蓝、绿灯泡产生的混合光也随之变幻。

(3) 三角波发生电路

图 28.5 (d) 所示是由 555 组成的三角波发生电路, 它输入到 A 的三角波可使混合光按一定的程序改变颜色, 可用作节日彩灯。使用时将图 28.5 (a) 中的 R_{p1} 调至中点, R_{p2} 调成 $30k\Omega$ 左右的电阻。

另外, A 点还可以输入锯齿波、梯形波 (可参阅本书的相关电路) 等, 电路将产生各种彩色光的变幻。

(4) 音量控制电路

音量控制电路如图 28.5 (e) 所示, 简洁易装。该电路也是将音乐信号输入至变压器, 以音乐信号音量的变化, 便能控制彩灯的颜色。使用时将图 28.5 (a) 中的 R_{p1} 调至最下端, R_{p2} 应根据音频信号的强弱来调节。

6. 彩灯控制器

图 28.6 所示彩灯控制器由晶闸管 $VT_1 \sim VT_3$ 、电容 $C_1 \sim C_3$ 、二极管 $VD_1 \sim VD_3$ 、电阻 $R_1 \sim R_6$ 和彩灯串 $HL_1 \sim HL_3$ 等组成。工作时彩灯串依次闪烁, 光辉美丽。

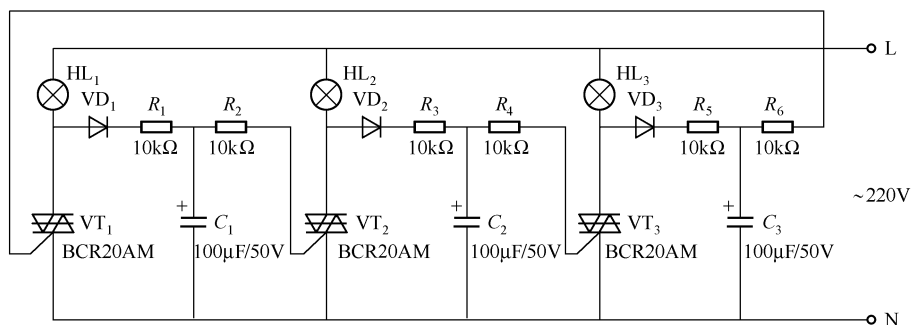


图 28.6 彩灯控制器电路

$HL_1 \sim HL_3$ 是由六种颜色的 23 ~ 25 个氖灯泡组成的彩灯串。接通电源瞬间, 电容相当于短路, 因此, 三路彩灯串同时通电点亮而且都不闪烁。此时 $VT_1 \sim VT_3$ 均不导通, $C_1 \sim C_3$ 同时被充电, 三个电容的充电常数略有不同, 因此只有时间常数小的电容抢先充电至晶闸管的触发电压。假定 C_1 抢先充电至 VT_2 栅极的触发电压, 则 VT_2 导通, 电流经 $L \rightarrow HL_2 \rightarrow VT_2 \rightarrow N$, HL_2 依然点亮, 与此同时, C_2 完成充电后开始放电, 当 C_2 放电至 VT_2 的两主电极 $T_1 - T_2$ 的截止电压时, VT_2 关断, HL_2 不亮, 再由 C_2 上的电压去触发 VT_3 , 使 VT_3 导电, 电流经 $L \rightarrow HL_3 \rightarrow VT_3 \rightarrow N$ 。当 C_3 放电至 VT_3 的截止电压时 VT_3 关断, C_3 又去触发 VT_1 , 电

流经 $L \rightarrow HL_1 \rightarrow VT_1 \rightarrow N$ 。如此循环, 使彩灯串依次闪烁, 发出美丽的彩色光芒。该电路可驱动多个彩灯串。

$VT_1 \sim VT_3$ 只要选择 3A 以上额定电流的晶闸管即可; $C_1 \sim C_3$ 选用耐压 50V 以上的电容, 电容量为 $10 \sim 470\mu\text{F}$ 。用数字电压表实测各电容的电压分别为 $U_{C1\max} = 43.4\text{V}$, $U_{C2\max} = 2.2\text{V}$, $U_{C3\max} = 10.6\text{V}$; 各电容的充放电频率分别为 $f_{C1} = 8.9 \sim 18.11\text{Hz}$, $f_{C2} = 24.1 \sim 29.1\text{Hz}$, $f_{C3} = 36.1 \sim 65.8\text{Hz}$ 。VD₁ ~ VD₃ 选用 1N4004 或 1N4007; $R_1 \sim R_6$ 选用 $1/4 \sim 1/2\text{W}$ 的相应电阻。

7. 变色 LED 花饰电路

变色 LED 花饰电路如图 28.7 所示, 这是一个典型的集-基耦合多谐振荡器。电路的振荡周期 $T = 0.7R_{b2}C_1 + 0.7R_{b1}C_2$, 当 $R_{b1} = R_{b2} = R_b$ 、 $C_1 = C_2 = C$ 时, $T = 1.4R_bC$, 按图示电路, $T \approx 3\text{s}$ 。也就是说, 红色 LED 和绿色 LED 的点亮时间均为 1.5s 。电路接通电源时, 随机点亮红色 LED 或绿色 LED, 出现红 LED 亮→绿 LED 灭→绿 LED 亮→红 LED 灭的循环。

LED 可用三脚变色发光二极管 (以红、绿为主), 也可用两只红 LED 和绿 LED 代替一只红-绿 LED, 接法见图 28.7。

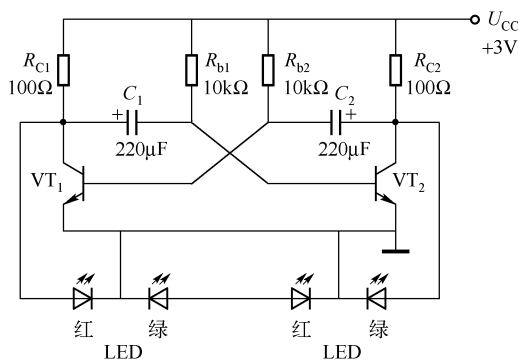


图 28.7 变色 LED 花饰电路

VT 可选用任一型号的 NPN 型小功率管, 并尽量使两管的 β 值相等, 若 β 差别较大, 红、绿发光 LED 点亮的时间将不相等。LED 可选用 $\phi 3$ 或 $\phi 5$ 的管子。

8. 汽车/摩托车车灯闪烁电路

闪烁车灯由红、绿 LED 组成。红色 LED 发光时从中间向两侧往复闪亮, 而绿色 LED 则从两边向中间跳跃循环闪亮。当车辆正常行驶时, 红、绿 LED 按编程顺序发光; 制动时, 所有绿灯熄灭, 所有红灯点亮闪烁。

由 555 自激多谐振荡器、10 进制计数器/分配器 CD 4017、VT₁ 和 VT₂ 等组成的汽车/摩托车车灯闪烁电路如图 28.8 所示。

夜行时, 主灯开关 S₁ 闭合, 主灯亮, VD₉ 导通, VD₈ 反偏截止, VT₁ 无集电极电压而截止, 使 VD₁ ~ VD₆ 截止。此时, 因 VT₂ 正偏导通, 向 IC₁、IC₂ 供电, IC₁ 振荡, 向 IC₂ 加入时钟脉冲, CD4017 的 Q₀ ~ Q₉ 端依次输出高电平, 依次点亮相应的 LED, 按它的排列方式顺序发光。关断 S₁ 则闪光停止。

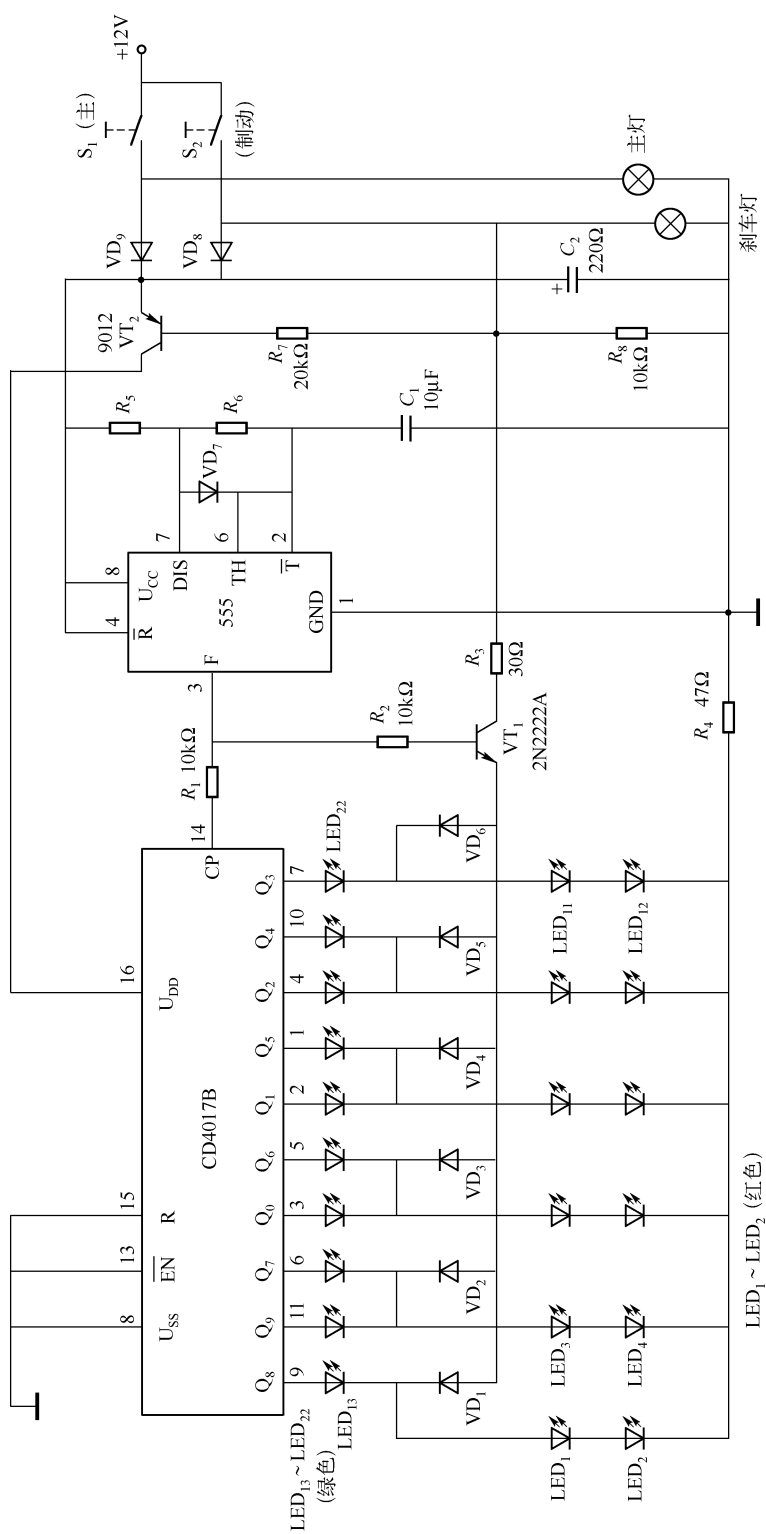


图 28.8 汽车 / 摩托车车灯闪烁电路

制动时 (S_2 闭合), 制动灯亮, VT_2 基极为高电平 (VT_2 基极接正电源), 故 VT_2 截止, IC_2 无电源不能工作, 绿色 $LED_{13} \sim LED_{22}$ 停止发光, 暂作为隔离二极管使用。此时 555 工作, 使 VT_1 间断地导通与截止, 导通时, 通过 $VD_1 \sim VD_6$ 使红色 $LED_1 \sim LED_2$ 点亮, 截止时, $LED_1 \sim LED_2$ 熄灭, 使所有的红光 LED 闪烁发光。

设计要点为确定 R_5 、 R_6 的值:

① 若要求 $f = 1\text{Hz}$ 即 $T = 1\text{s}$, 则数值 $R_5 + 2R_6 = 1.433/C_1 = 144$, 取 $R_5 = 43\text{k}\Omega$, 则 $R_6 = 51\text{k}\Omega$ 。

② 若要求 $f = 2\text{Hz}$, 则可取 $R_5 = 12\text{k}\Omega$, $R_6 = 30\text{k}\Omega$ 。

第二节 调光灯电路

1. 最简单的调光电路

将一只白炽灯与一只电容相串联, 即可组成最简单的调光电路, 如图 28.9 所示。开关 S 断开时, 灯泡与电容 C 相串联, 电容的阻抗为 $1/(2\pi fC)$, 使灯的电压降为 $\vec{U}_{\text{灯}} = \vec{U}_i R_{\text{灯}} /$

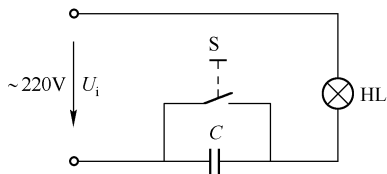


图 28.9 最简单的调光电路

$[R_{\text{灯}} + 1/(j2\pi fC)]$, 灯泡的功率降为

$$P' = P / [1 + 0.00433(P/C)^2]$$

式中, P 为原灯泡的功率 (W); P' 为串联电容后灯泡的功率 (W); C 为串联电容 (μF)。选用不同功率的灯泡和不同容量的电容串联, 降压后的功率见表 28.1。

表 28.1 调光功率与降压电容的关系

P'/W \ P/W	100	60	40	25	备 注
$C/\mu\text{F}$					
2.35 (=4.7/2)	11.3	15.7	17.7	16.8	2 只 4.7 μF /400V 电解电容相串联 (负极接负极)
2	8.5	12.3	14.6	14.9	1 μF 与 1 μF 相串联作为一支路, 然后两支路并联 (共用 4 只 1 μF 电容)
1.1 (=2.2/2)	2.7	4.3	5.9	7.7	2 只 2.2 μF /400V 电容相串联 (负极接负极或正极接正极)

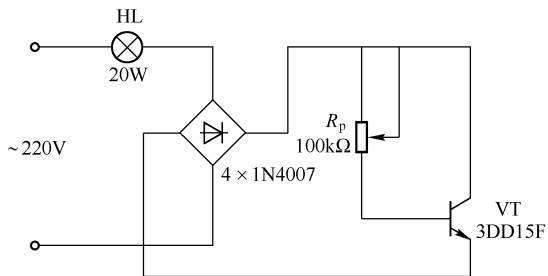


图 28.10 白炽灯简易调光电路

由表可见, 灯泡的功率越大, 调光越灵敏, 功率小的灯泡调光灵敏度较差。所用电容要求耐压 400V 以上, 容量较大, 基本都是电解电容, 将电解电容同极性相连可等效为无极性电容。

2. 白炽灯简易调光电路

白炽灯简易调光电路如图 28.10 所示。这是一个简易实用的调光电路, 电

路虽简单,但对元器件要求较高。因为交流电压的峰值为 $\sqrt{2} \times 220\text{V} = 311\text{V}$,故要求 VT 为高反压晶体管,要求 $BV_{\text{CEO}} \geq 300\text{V}$ 。如选用 20W 灯泡,应选择 $I_{\text{CM}} \geq 1\text{A}$ 、 $P_{\text{CM}} \geq 20\text{W}$ 的高反压管,如 3DD15F 或其他满足要求的管子。

R_p 选用 $100 \sim 200\text{k}\Omega$ 、 0.5W 的电位器。选用对数型电位器,调光范围小;选用多圈电位器调光范围大、调光较细。当 R_p 调至短路时,不会烧毁管子。另外,晶体管采用电压负反馈环节,因此电路工作稳定。

3. 多功能调光台灯电路

图 28.11 所示的多功能调光台灯电路,电路简单,装制容易,成本低廉,具有多种功能,是一个实用性很强的电路。

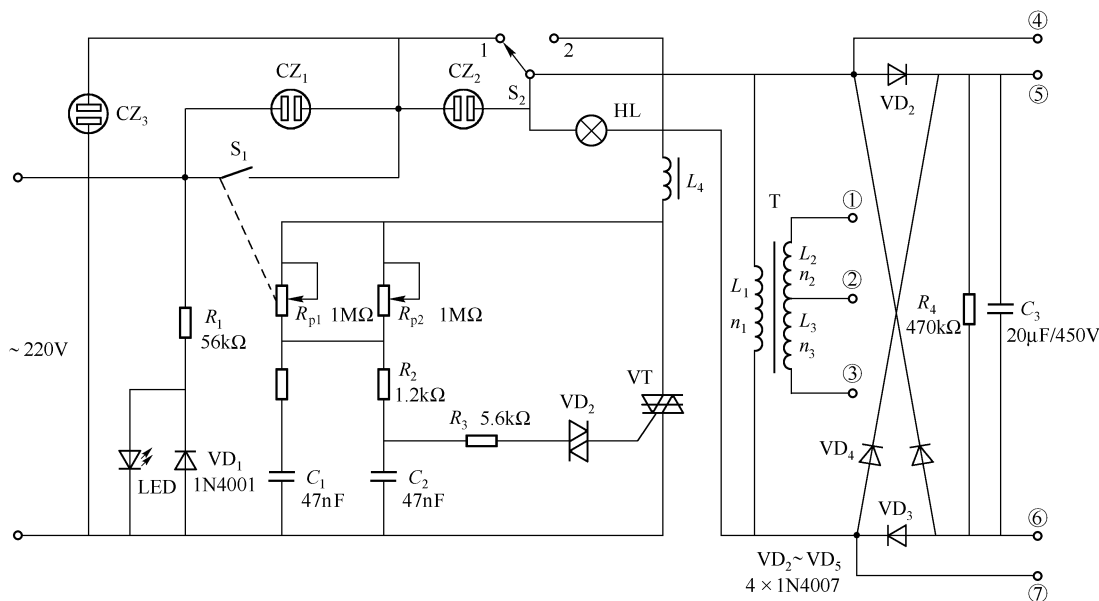


图 28.11 多功能调光台灯电路

(1) 电路功能及原理

① 调光灯。接通 S_1 , 将开关 S_2 置于 1, 调节 R_{p1} , 即可调节灯泡 HL 的亮度。

② 交流调压。接通 S_1 , 将 S_2 置于 2, 调节 R_{p1} , 可使插座 CZ_2 的交流电压从几十伏调到 200V 以上。该插座上的电压可用于调光、调速、调温等。另外, CZ_3 插座可以提供固定的交流 220V 电压。

③ 交流隔离电源。接通 S_1 , 将 S_2 置于 2, 将 R_{p1} 调至最大值, 此时 HL 微亮。因为 L_1 与 HL 并联, 若将 T 的绕组设计成 $n_1:n_2 = 1:1.1$, 经 T 的隔离、变压作用, 在 ①、②端上的初始电压很小(接近微亮的 HL 端电压)。将 R_{p1} 调小, HL 渐亮, 同时 L_1 和 L_2 上的电压也同步升高。当 R_{p1} 调至最小值时, HL 最亮, T 的 ①、②端的隔离电压近 220V。适当调节 R_{p2} , 并将 R_{p1} 从大调小, 在 T 的 ①、②端就能得到 $10 \sim 220\text{V}$ 的交流电压, 此电压可作为修理彩电或其他装置的隔离电源, 安全、可靠、实用。

④ 高压电源。在做隔离电源使用时, 可将电压比设计成不同值。例如, $n_1:(n_2 + n_3) = 0.2$, 在 T 的 ①、③端可得到约 1000V 的高压, 在 ①、③端接入电击网, 可作为击杀装置,

用于电击鼠、蟑螂、苍蝇等害虫。

⑤ 充电器。接通 S_1 , S_2 置于 1, ④ (正)、⑥ (负) 两端或⑤ (正)、⑦ (负) 两端可得到半波整流电压, 可用于铅酸电池充电。

⑥ 直流可调电源。接通 S_1 , S_2 置于 1, 调 R_{p1} , 可在⑤ (正)、⑥ (负) 两端得到可变的直流电压。

$VD_2 \sim VD_5$ 为桥式整流器; C_3 为滤波电容; R_4 为放电电阻; LED 作为交流电源指示灯; VD_1 用于保护 LED。

另外, 电路还可以用于夜间方便灯、家用电器遥控 (带导线) 开关等。

(2) 元器件选择与设计

R_{p1} 选择带开关的电位器 (如同收音机上的电源开关兼调音量电位器); VD_2 选择双向触发二极管; VT 选用 6A/600V 单向晶闸管。

L_4 可在 $\phi 10\text{mm} \times 40\text{mm}$ 磁棒上, 用 $\phi 0.5\text{mm}$ 漆包线层绕 150 匝。

T 用 C 形 CD16 \times 32 \times 65 铁心。 L_1 用 $\phi 0.55\text{mm}$ 漆包线绕 1170 匝; L_2 也用 $\phi 0.55\text{mm}$ 线绕 1290 匝; L_3 用 $\phi 0.19\text{mm}$ 漆包线绕 4560 匝。①、②两端开路电压约 220V, ①、③两端开路电压可达 1000V。

4. 无级调光/调压电路

下面介绍几种简易的无级调光 (调压) 电路, 主要用于白炽灯的调光。

(1) 无级调光电路 (一)

图 28.12 所示电路为白炽灯无级调光电路, 负载 R_L 可为白炽灯, 也可为电风扇。UR 为电桥模块, 也可用 1N4007 型二极管组装, 它为后续电路提供直流工作电源。 VT_1 、 VT_2 组成达林顿管, VT_1 可采用中低频小功率管; VT_2 采用中、大功率晶体管, 对于 20W 的灯泡可选用 2N2270/2N3767/2N4912 或 3DD4; 对于 600W 的灯泡可选用 2N5321/2N4231/2N4232/2N4233 或 3DD5。

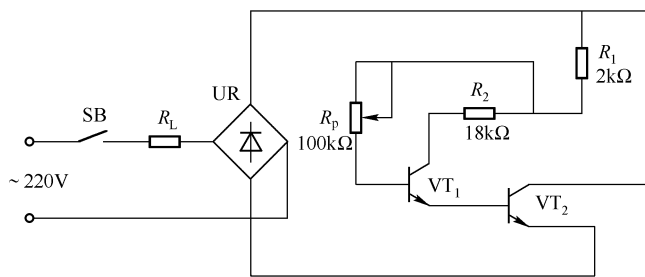


图 28.12 白炽灯无级调光电路 (一)

R_p 为电位器, 调节 R_p 可改变 VT_1 的基极电流, 也就改变了 VT_2 的 U_{CE} 和 R_L 的端电压, 从而实现了调光或调速的目的。

(2) 无级调光电路 (二)

图 28.13 所示调光电路具有调节大功率照明亮度的特点。VT 为双向晶闸管, VD 为双向触发二极管。晶闸管的导通角由 R_1 、 R_2 、 C_1 、 R_{p1} 和 R_{p2} 的参数决定, 调节 R_{p1} 或 R_{p2} 可改变 VT 的导通角, 也就改变了 R_L 的端电压, 从而实现了无级调光。

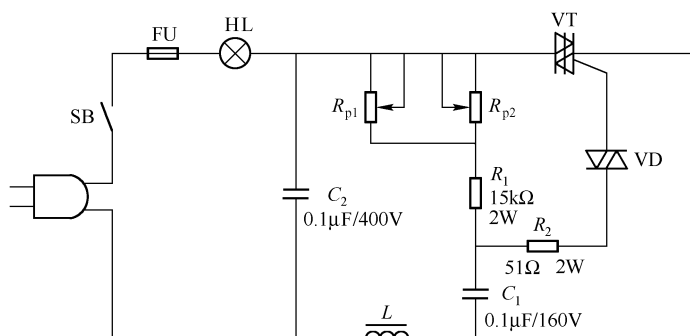


图 28.13 白炽灯无级调光电路 (二)

L 为铁心电感，用 1.90mm 的漆包线在硅钢铁心或磁环上绕制 20 匝即可；VT 选用 10A 双向晶闸管，可满足 200W 灯泡的要求，如 BCR10A 或 BCR20A 等；VD 选用小功率的双向触发二极管皆可满足要求。

(3) 无级调光/调压电路

图 28.14 是一个简单实用的无级调光/调压电路。VT 为双向晶闸管，只要选用 3A 的双向晶闸管均可满足要求；起辉器（即氖管）可选用日光灯起辉器； R_L 为白炽灯。 $R_p \uparrow \rightarrow U_c \uparrow \rightarrow$ 灯亮度 \uparrow ， U_c 为 C 的端电压，当 $U_c = 219\text{V}$ 时，灯灭；当 $U_c = 3\text{V}$ 时，灯最亮。 R_L 也可为其他阻性元器件，其两端电压可调。

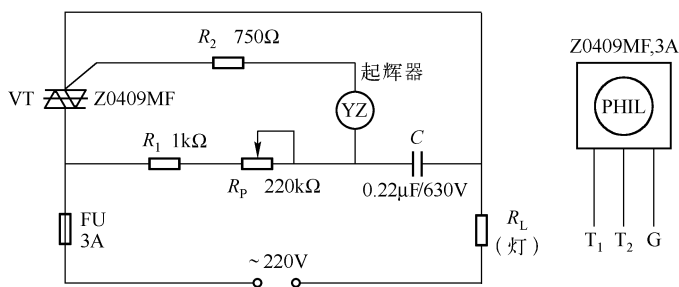


图 28.14 无级调光/调压电路

5. 触摸调光灯电路

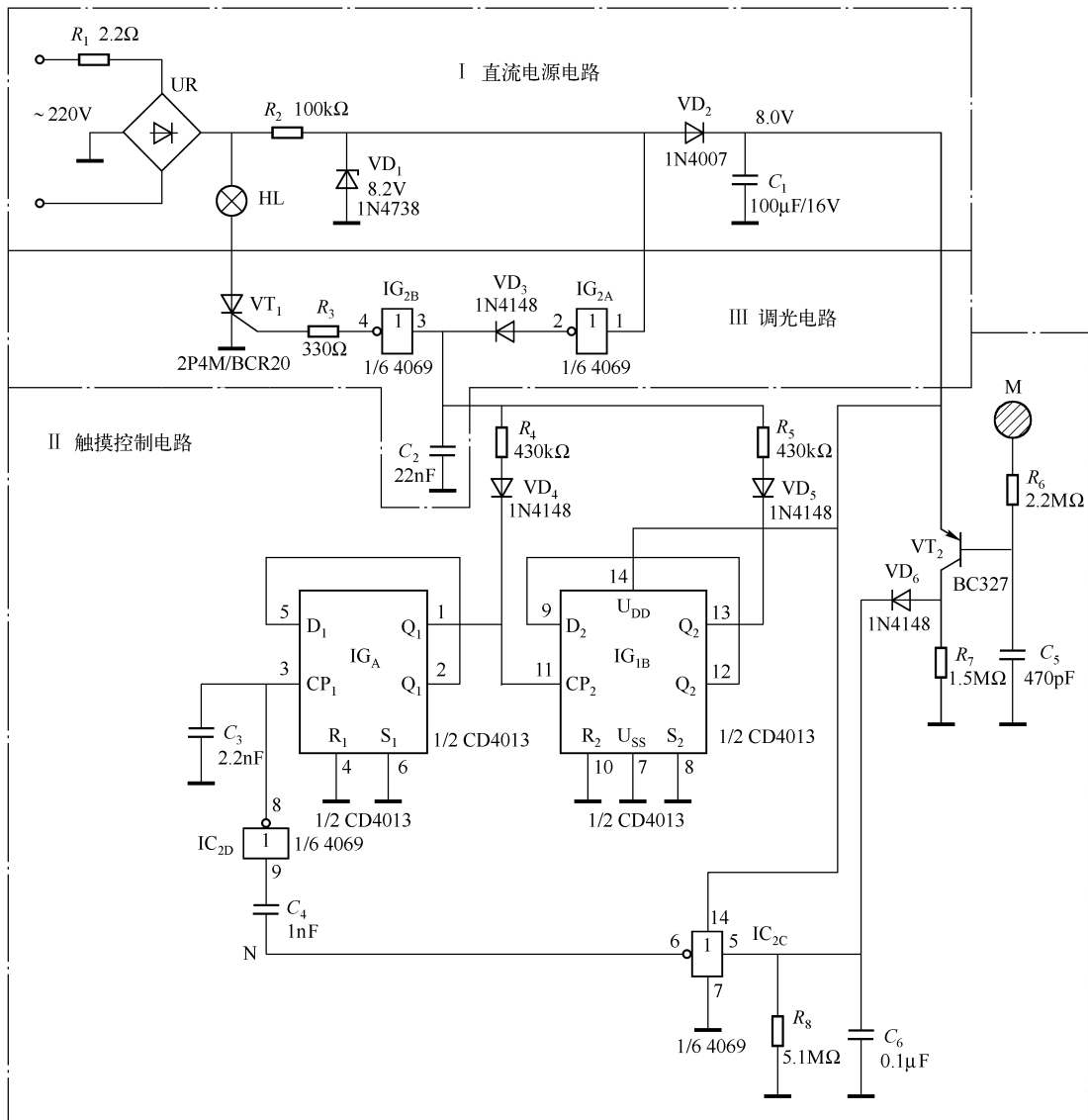
(1) 电路特点

图 28.15 所示触摸调光灯电路采用常用器件，具有四挡调光特点，第一次触摸金属片 M 为弱光点亮；第二次触摸为较强光；第三次触摸为强光；第四次触摸为熄灭，按此步进式循环。如连续触摸，灯按“弱光—较强光—强光—熄灭”次序循环。实际操作为连续触摸，当达到所需的灯光挡位时，立即离手，可达到调光目的。

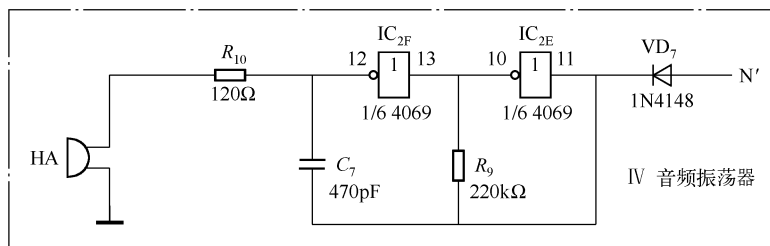
(2) 电路组成

触摸调光灯基本电路由直流电源电路、触摸控制电路和调光电路等组成，如图 28.15 (a) 所示。

① 直流电源电路。由整流桥 UR（也可由 $4 \times 1\text{N}4007$ 组成）、稳压管 VD_1 、隔离二极管 VD_2 和滤波电容 C_1 等组成。



(a) 基本电路



(b) 音频振荡器

图 28.15 触摸调光灯电路

② 触摸控制电路。是调光电路的核心，由金属片 M、晶体管 VT₂、双 D 触发器 IC₁、二极管 VD₄ ~ VD₆、非门 IC_{2C}、IC_{2D}、电阻 R₄ ~ R₈、电容 C₂ ~ C₆ 等组成。

③ 调光电路。由晶闸管 VT₁、非门 IC_{2A}、IC_{2B}、电容 C₂、电阻 R₃ 等组成。

④ 音频振荡器。由非门 IC_{2E}、IC_{2F}、定时电容 C₇、定时电阻 R₉、二极管 VD₇、蜂鸣器等组成。若将电路的 N' 点接到 N 点之后，振荡器为调光提供提示音、调光过程中，每当 IC_{2C} 输出低电平 VD₇ 便截止，振荡器起振，HA 发出“嘀”声提示音。如不需提示音，N' 与 N 不相接。

接通电源后，IC_{2A} 输入端 1 脚为高电平，C₂ 通过 VD₃ 快速充电，IC_{2b} 输出为 0，VT₁ 截止，灯 HL 不亮。

(3) 调光原理

① 当用手第一次触摸 M 时，人体感应信号经 R₆ 加至 VT₂ 的基极 → VT₂ 导通 → IC_{2C} 的 5 脚为 1 → 6 脚为 0 → 8 脚为 1 → IC_{1A} 翻转 → Q₁ = 0 → C₂ 通过 R₄ - VD₄ 对 IC_{1A} 的 1 脚放电 → IC_{2B} 的 3 脚为 0 (4 脚为 1) → 触发 VT₁ → HL 点亮，但 VT₁ 导通角较小，灯较暗。

② 第二次触摸 M 时，IC_{2C} 输出为 0 → IC_{2D} 输出为 1 → IC_{1A}、IC_{1B} 翻转 → Q₁ = 1 → Q₂ = 0 → C₂ 通过 R₅ - VD₅ 放电 → IC_{2B} 输入为 0 → IC_{2B} 输出为 1 → VT₁ 导通角增大 → 灯亮度增大。

③ 第三次触摸 M 时，IC_{1A} 翻转 → Q₁ = 0，但 13 脚仍为 Q₂ = 0 → C₂ 通过 R₄ - VD₄、R₅ - VD₅ 对 Q₁、Q₂ 端放电 → VT₁ 导通角变为最大 → 灯最亮。

④ 第四次触摸 M 时，IC_{1A}、IC_{1B} 同时翻转 → Q₁ = Q₂ = 1 → IC_{2B} 输出为 0 → VT₁ 截止，灯灭。

6. 渐亮/渐暗白炽灯照明电路

(1) 电路特点

渐亮/渐暗白炽灯照明电路如图 28.16 所示。按本电路参数，闭合开关 S，白炽灯 HL 在 120V 电压下点亮，大约经过 10s，电灯由暗变亮，最后 HL 两端电压稳定在 219V；S 断开时，HL 由亮逐渐变暗，经过约 15s 熄灭。

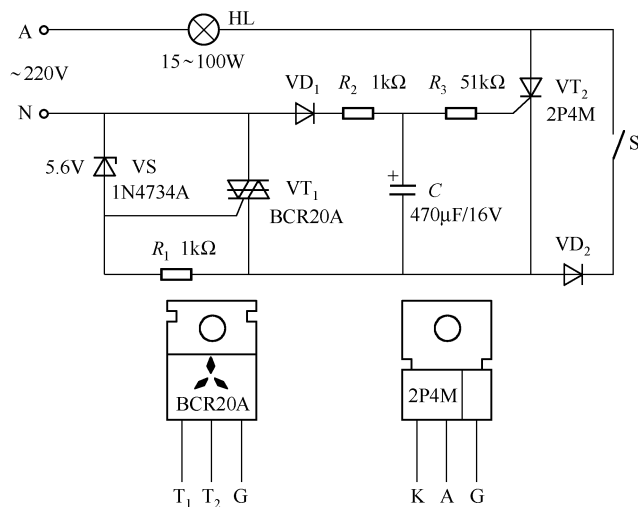


图 28.16 渐亮/渐暗白炽灯照明电路

平时, S 处于开断状态, 单向晶闸管 VT_2 截止, 灯不亮; 刚闭合 S 时, VT_2 截止, 电流流经 $N \rightarrow VT_1 \rightarrow S \rightarrow HL \rightarrow A$, 灯亮。因为 VD_3 只在负半周导通, 故 HL 两端电压约为 110V, 灯不太亮; 之后, C 经过 VD_2 和 R_2 充电, 当 U_C (电容端电压) 充电至 3.5V 时, VT_2 被触发, 电流流经 $A \rightarrow HL \rightarrow VT_2 \rightarrow VT_1 \rightarrow N$, 灯亮; 当断开 S 时, C 上的电压由 5.7V 逐渐下降, 灯逐渐变暗, 大约经过 15s, $U_C = 3.3V$, VT_2 截止, 灯灭。

(2) 设计要点

① R_2 的选择。电容 C 的充电常数和 VD_2 、 R_2 、 VD_3 、HL 有关, 可选择的只有 R_2 的阻值, R_2 值不能大于 $1k\Omega$, 否则电灯由暗变亮时间太长。本电路取 $R_2 = 1k\Omega$, 电灯由暗变亮需要 10s。

② C 的选择。S 断开后, C 放电, 放电常数为 R_2C , C 越大, 灯由亮变暗至熄灭的时间越长。本电路取 $R_2 = 51k\Omega$, $C = 47\mu F$, 约经过 15s, C 放电至 3.3V, 灯便熄灭。

第三节 白炽灯、电源指示灯电路

1. 声光控制白炽灯电路

声光控制白炽灯电路如图 28.17 所示, 它具有声音和光照双重控制功能, 广泛应用于楼道、公共场所照明灯的控制。

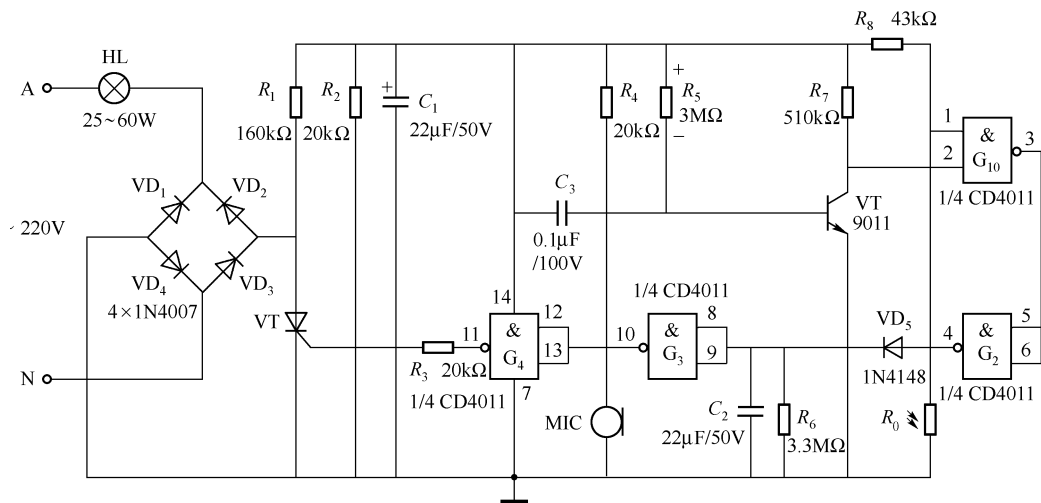


图 28.17 声光控制白炽灯电路

(1) 直流电路的工作电源

本电路没有使用变压器, 从而使电路成本大大降低。直流电路包括对晶体管 VT 和与非门的供电电路。它由分压器 $R_1 - R_2$ 将较高的整流直流电压分压, 取 R_2 上的电压对电容 C_1 充电, 作为直流电路的工作电压。

(2) 电路工作原理

与非门各引脚的电位用该引脚的数码表示, 如 1 脚的电位用 U_1 表示; VT 的基极和集电极的电位分别用 U_b 和 U_c 表示。

(3) 电路工作原理

为叙述方便，下文中 H 表示高电平，L 表示低电平。

白天光照 $\rightarrow R_0 \uparrow \rightarrow U_1 = L$ } $\rightarrow U_3 = H \rightarrow U_4 = L \rightarrow VD_5$ 截止 $\rightarrow U_{10} = H \rightarrow U_{11} = L \rightarrow VTH$ 截止 \rightarrow 灯不亮。

晚上无光照 $\rightarrow R_0 \uparrow \rightarrow U_1 = H$ ，但此时 $U_2 = L \rightarrow U_3 = H \rightarrow U_4 = L \rightarrow U_{10} = H \rightarrow U_{11} = L \rightarrow VTH$ 仍截止。

脚步声或击掌声 $\rightarrow MIC$ 产生电信号， $U_{R5} - U_{C3} = U_b$ 下降为低电平 $\rightarrow U_c = H$ ，即 $U_2 = H$ } $\rightarrow U_3 = L \rightarrow U_4 = H \rightarrow U_{10} = L \rightarrow U_{11} = H \rightarrow VTH$ 触发导通 \rightarrow （交流电上半周）经 $A \rightarrow$ 灯 HL $\rightarrow VD_2 \rightarrow VTH \rightarrow VD_4 \rightarrow N \rightarrow$ 灯 HL 亮或 $N \rightarrow VD_3 \rightarrow VTH \rightarrow VD_1 \rightarrow$ 灯 HL $\rightarrow A \rightarrow$ 灯 HL 亮。

整流桥二极管要选反向额定压大于 700V 的耐压二极管，1N4007 的反向耐压值为 1000V。

2. 多开关控制楼道灯电路

用一块异或门集成电路 CD4070/CD4030 和五只开关、六只电阻、一个晶体管即可组成多开关楼道灯照明电路，虽然没有感应灯方便，但其价格低廉，具有一定的经济优势。

二输入端异或门的特点是，只要有一个且只有一个输入端为 1，则输出端为 1。利用这个特点，即可构成多开关控制楼道灯电路，如图 28.18 所示。开关 $S_1 \sim S_5$ 的一端并联接 1，另一端接异或门的相应输入端子。设开关接通为 1，断开为 0；继电器 K 吸合为 1，释放为 0；即灯亮为 1，灯灭为 0。

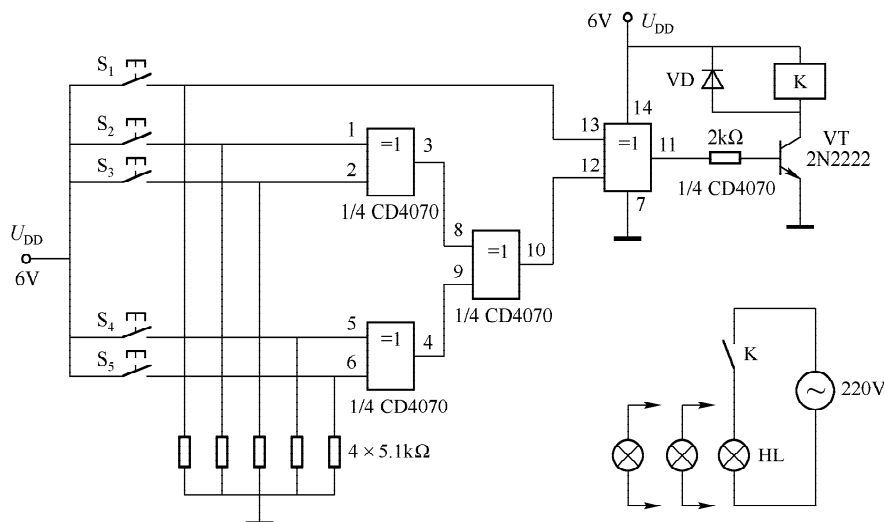


图 28.18 多开关控制楼道灯电路

电路使用方法如下：

- ① $S_1 \sim S_5$ 五开关中，奇数（1、3、5）开关为 1 时，则 $K=1$ ，灯亮。
- ② $S_1 \sim S_5$ 五开关中，偶数（2、4）开关为 1 时，则 $K=0$ ，灯灭。

CD4070 的驱动电流有限, 必须在输出端 11 脚接晶体管驱动级才能使继电器吸合。电源 U_{DD} 的范围为 $5 \sim 18V$, 继电器线圈的电压也应与电源电压相对应。

电路无需调试, 只要接线正确, 即可成功。

3. 有电的电源指示灯电路

一般的电源指示灯耗电量过大, LED 电流达 $10mA$, 这对于电池供电就显得过大了。图 28.19 中, 用二进制计数器 CD4060 的外接定时电阻 R_T 和定时电容 C_T 接成振荡器, 在电源电压 $U_{DD} = 10V$ 时, 其振荡频率约为 $f \approx 1/(2 \cdot 2R_T C_T) \approx 9671Hz$, 再经 13 分频得 $f_{Q_{13}} = 9671 \times 1/2^{13} \approx 1.2Hz$, 该信号周期约为 $0.85s$, 经微分后可得闪光周期约为 $0.85s$, LED 电流小于 $2mA$ 。

由于 CD4060 为 CMOS 电路, 芯片的耗电量很小, 因此本电路总的耗电量主要由 LED 产生。

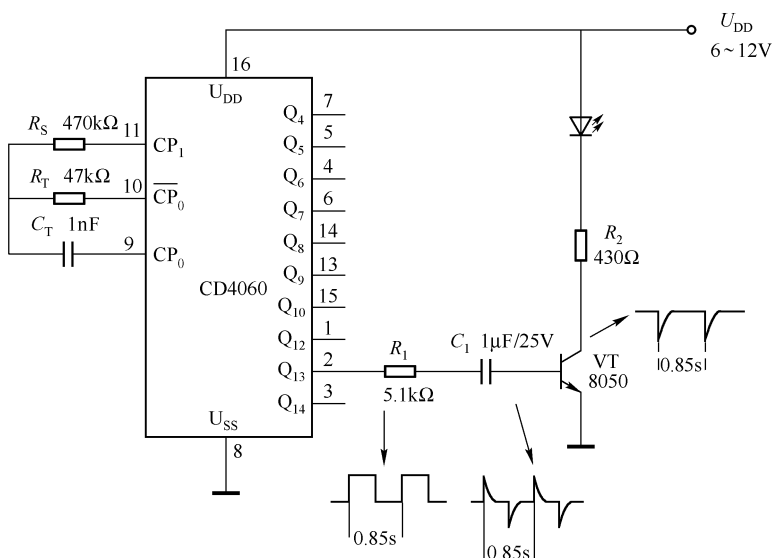


图 28.19 省电的电源指示灯电路

第二十九章 秒信号、单脉冲发生器

第一节 秒信号发生器

1. 由 CD4060 组成的秒信号发生器

秒信号发生器由二进制计数器 CD4060 和双 D 触发器 4013 等组成,如图 29.1 (a) 所示。CD4060 也是 2^N ($N=1,2,\cdots,14$) 分频器,它有 $Q_4 \sim Q_{10}$ 、 $Q_{12} \sim Q_{14}$ 10 个输出端子,每个输出端均有 2 分频功能,如 $f_{Q1} = \frac{1}{2}f_{CP}$ 、 $f_{Q2} = \frac{1}{2^2}f_{CP}$ 、 \cdots $f_{Q14} = \frac{1}{2^{14}}f_{CP}$ 。在时钟端 CP_0 和 CP_1 两端接 32768Hz 晶振和电容网络,电路可产生 32768Hz 的振荡频率。可以看出, $f_{Q14} = \frac{1}{2^{14}} \times 32768\text{Hz} = 2\text{Hz}$ 。将 D 触发器的 D 端和 \bar{Q} 端相连,在 D 触发器的 Q 端可得到一脉冲周期为 1s 的方波,如图 29.1 (b) 所示。

C_2 用于微调振荡频率,使电路产生稳定的 32768Hz 的振荡以保证秒脉冲信号的精度。

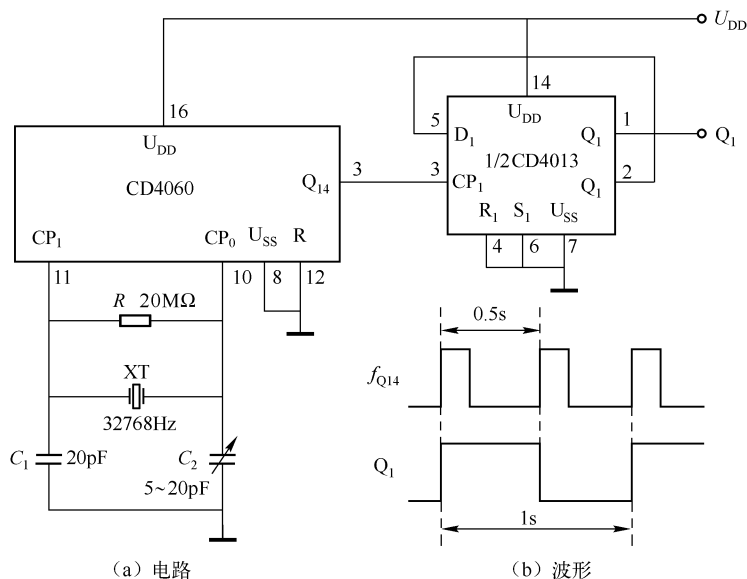


图 29.1 由 CD4060 组成的秒信号发生器

2. 由 5G5544H (SM5544H) 组成的秒信号发生器

5G5544H (日本型号为 SM5544H) 或 DG0400 (日本型号为 MPC5530) 是为指针式电子

钟设计的 CMOS 电路, 它可产生 1s 定时输出。芯片内有振荡电路、15 级 2 分频链、钟用步进电动机脉冲信号发生器及指针驱动电路、报警 Alarm (闹音) 发生器等。

秒信号发生器电路如图 29.2 (b) 所示, 图 (a) 为 DIP-8 引脚排列。3 脚和 5 脚的输出分别是 U_{o1} 和 U_{o2} 。外接 32768Hz 晶振时, 两互补输出端 U_{o1} 和 U_{o2} 的波形如图 29.2 (c) 所示, 各自的周期均为 2s, U_{o1} 周期的一半 (1s) 正好对应于 U_{o2} 的下降沿。因此, 可用一个与非门电路将 U_{o1} 和 U_{o2} 送至它的两输入端, 则输出为周期 1s 的信号。

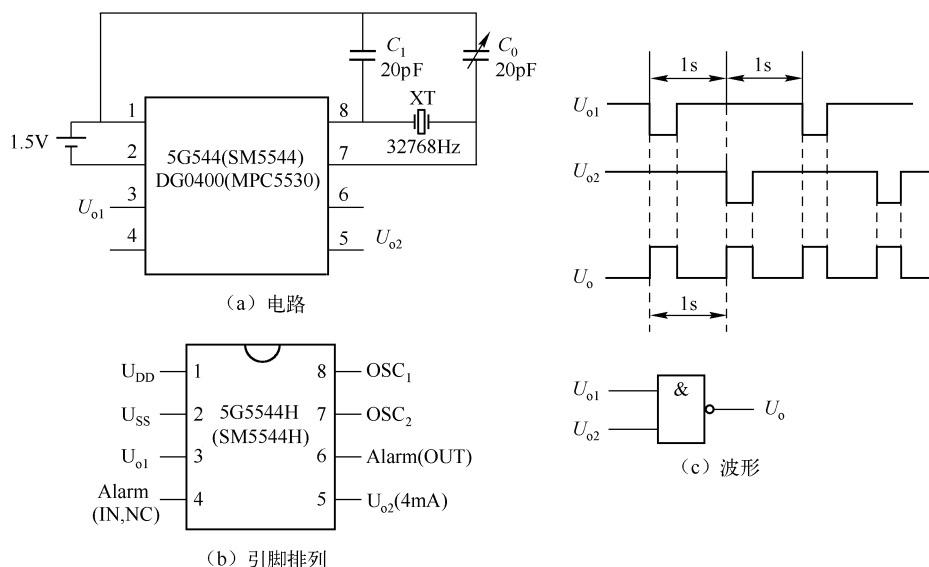


图 29.2 由 5G5544H (SM5544H) 组成的秒信号发生器

3. 秒计数器

秒计数器是专门用于计数秒时间的电路, 其量程为 99s, 如果需要, 再增加一块 4518 双计数集成电路可使量程达到 9999s。

电路由秒脉冲发生器、10 进制计数器和译码器等组成, 如图 29.3 所示。VD₃ 和 VD₄ 组成与门电路, 两输入为 U_{o1} 和 U_{o2} , 输出也是周期为 1s 的脉冲信号。VT 为射极输出器, 它将秒信号输入到 CD4518 的时钟端 1CP, 此时 1EN 必须为 1。

接通电源后, IC₁ 发出秒脉冲信号, 计数器的 $R = 1$, 译码器的 $\overline{LT} = \overline{BI} = 1$, 电路开始计数; 当按下开关 S 时, $R = \overline{LT} = \overline{BI} = 0$, 计数器复位, 数码管各数消稳, 为下一次计数做好准备。

4. BH1908 组成的多挡定时输出电路

BH1908 组成的多挡定时输出电路如图 29.4 所示。BH1908 是高精度时基集成电路, 当采用 2MHz 晶振振荡器时, 它的六个输出端子分别输出 0.001s、0.01s、0.1s、1s、1min 和 1h 的脉冲信号; EN 为振荡/停振控制端, EN=1 时电路停振; R 为复位端, 当 $R = 1$ 时内部的各分频器均清零。微调电容 C 用于调节振荡频率为接近于 2MHz, 以保证各输出端子定时的准确性。

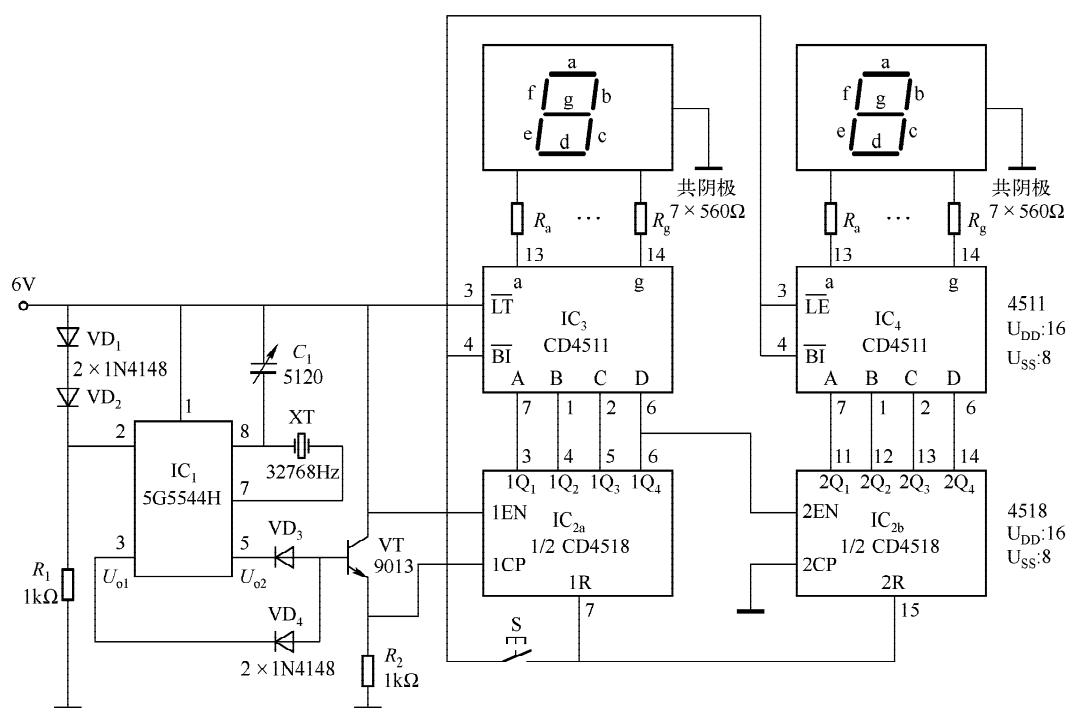


图 29.3 秒计数器电路

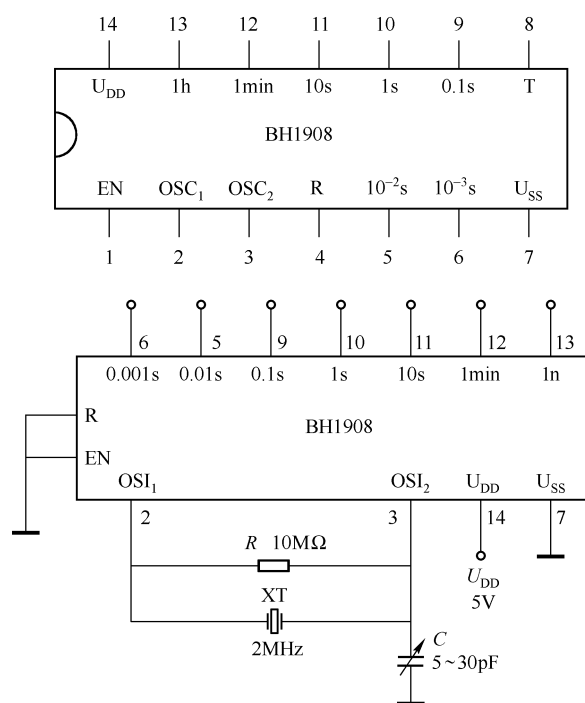


图 29.4 BH1908 组成的多挡定时输出电路

5. 时间控制器 CH279 组成的秒信号发生器

时间控制器 CH279 为国产器件, 由它组成的秒信号发生器如图 29.5 所示。电路不仅可产生 1s 定时输出, 还可输出 32Hz、32768Hz 的频率信号, 0.5s 的间歇振荡信号和宽度为 15 μ s 的正、负脉冲信号。

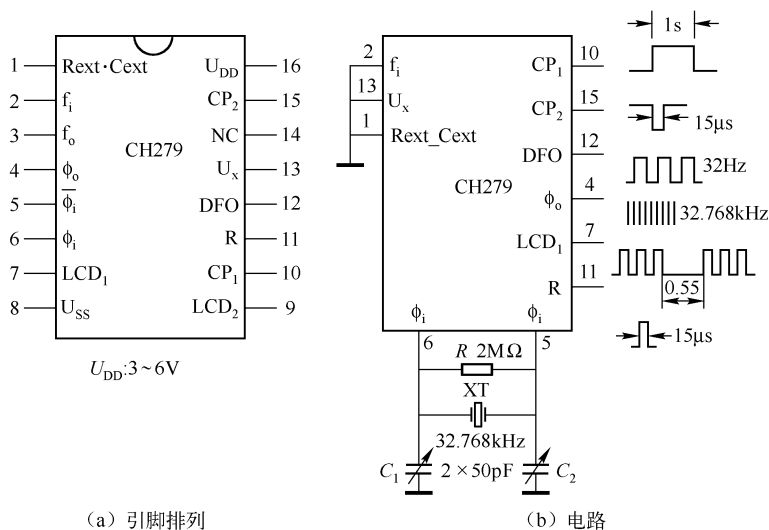


图 29.5 CH279 组成的秒信号发生器

CH279 可制作数字转速表, 也可用于某些信号源。由它产生的 1s 定时信号可用于各种精确计时设备。

6. 由 ICM7207A 组成的高精度秒信号发生器

由 ICM7207A 组成的高精度秒信号发生器电路如图 29.6 所示。ICM7207A 为双列直插 14 脚 CMOS 器件, 内部有振荡电路、分频链、门控 (Gate) 和外存储 (Store) N 沟通漏极开路输出等。

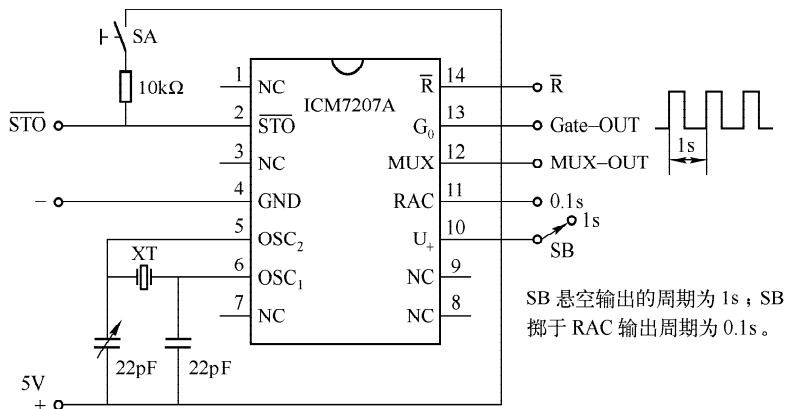


图 29.6 由 ICM7207A 组成的高精度秒信号发生器

(1) 电路特点

- ① 电路能产生稳定的高频振荡, 频率为 2 ~ 10MHz。

② 5V 电源电压, $P_D \leq 5\text{mW}$ 。

③ 分频链为 $2^n \times 10$ ($n=19$), 由 $1/2^{12}$ 与 $1/2^7$ 两级分频和一级 $1/10$ 分频组成。

④ 用 5.24288MHz 晶振, 门控输出为 1s 或 0.1s。相对于电源的稳定性可达 1ppm/V 以下, 电源电压采用稳压措施, 门极输出的时间可达极高的精度。

(2) 各引脚的功能

10 脚和 4 脚分别为电源的正端 U_+ 和地端 GND; 13 脚为门控输出端 Gate - OUT, 它输出周期为 1s 或 0.1s 的方波信号; 11 脚为量程输入开关 RAC, 由它来选控两挡门控时间, 开路时 $RAC=0$, 将选通较长时间 (1s), 当 $RAC=1$ 时将选通较短时间 (0.1s); 12 脚为多挡输出端 MUX - OUT; 2 脚为外部计数值锁存端 \overline{STO} , 低电平有效; 14 脚为复位端 \overline{R} , 低电平有效; 其他脚 (2、7、8、9) 均为空脚 NC。

(3) 振荡频率的设计

分频链 $1/2^{12}$ 、 $1/2^7$ 和 $1/10$ 为高速动态分频级, 但其分频速率受到电源电压的限制, 见图 29.7 所示。例如, 电源电压 $U_{DD}=1.1 \sim 4.5\text{V}$ 时, 工作频率为 1MHz; 当 $U_{DD}=0.7 \sim 2\text{V}$ 时, 其工作频率为 100kHz。也就是说, 工作频率较高时, 需用较高的工作电压, 工作频率较低时则需降低工作电压。如无特殊情况, 采用 5V 稳定电压, 则电路的工作频率较高, 速度较快。

电路使用 5.24288MHz 晶振时, 输出电压的频率为 $5.24288 \times 10^6 \text{Hz} \times 1/2^{12} \times 1/2^7 \times 1/10 = 1\text{Hz}$ 。

电路图中接到 U_+ 端的开关 SB 为悬空, 则 $RAC=0$, 门 G_0 的输出是周期为 1s 的方波, 也就是秒信号发生器; 若将 SB 掷于 RAC 端, 则 $RAC=0$, 电路输出周期为 0.1s 的方波。

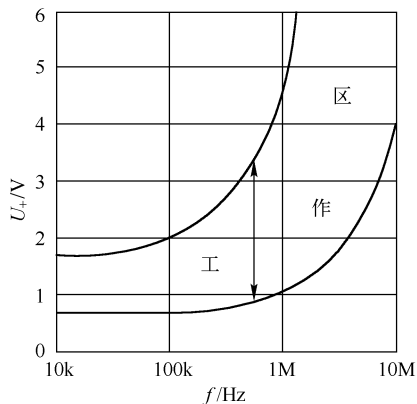


图 29.7 ICM7207/7207A 工作区

7. 由 ICM7213 组成的秒/分时钟信号发生器

由 ICM7213 组成的秒/分时钟信号发生器电路如图 29.8 所示。芯片的两个振荡端 OSC_0 和 OSC_1 之间接 4.1943MHz 的晶振和两只小电容, 电路便产生 4.1943MHz 的振荡。芯片有 $OUT_1 \sim OUT_4$ 四个输出端, OUT_1 端输出的是 2^{18} 分频后的 16Hz 输出; OUT_2 端输出的是经 2^{21} 、 2^{18} 、 2^{12} 三种分频后组合的 2Hz、16Hz、1024Hz 复合频率信号, 可用于报警系统; OUT_3 端是经 2^{22} 分频后输出的 1Hz 信号, 其脉冲宽度为 7.8ms; OUT_4 输出 60s (1min) 脉冲信号, 脉冲宽度有 1s (1 脚接 U_+) 和 125ms (1 脚悬空) 两种。

本例取自 OUT_3 的 1Hz 和 OUT_4 的 1/60Hz 脉冲信号。设计要点如下

① 当采用 1~10MHz 晶振时, 电源电压为 2~4V (耗电 100~140 μA)。

② 当输出信号频率为 4.2MHz 左右时, 必须使 $U_+ \leq 4\text{V}$, 高于 4V 时需用 $R_1 - R_2$ 分压; 再用 10nF 电容进行高频去耦, 通过 $(R_1 + R_2)$ 的电流约为 100 μA , 因此, $R_1 + R_2 \approx 40\text{k}\Omega$, 取 $U_+ = 6\text{V}$, 则 $R_2 = 24\text{k}\Omega$, $R_1 = 16\text{k}\Omega$ 。

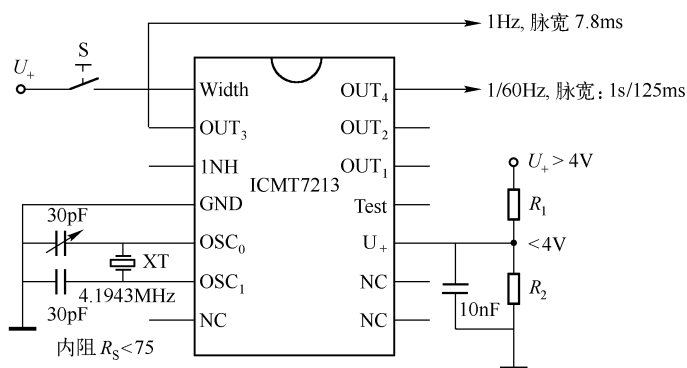


图 29.8 由 ICM7213 组成的秒/分时钟信号发生器

8. 精确的 60.0Hz 时基电路

图 29.9 所示是精确的 60.0Hz 时基电路。CD4049 缓冲反相器构成 32768Hz 的振荡电路，频率为 32768Hz 的石英晶体其串联谐振频率 $f_s = 32762\text{Hz}$ ，并联谐振频率 $f_p = 32790\text{Hz}$ 。晶体的实际工作频率一般在 $f_s \sim f_p$ 之间，在该频率区间晶体作为感性元件使用。CD4049 的 4 脚实测频率为 32765.1Hz。

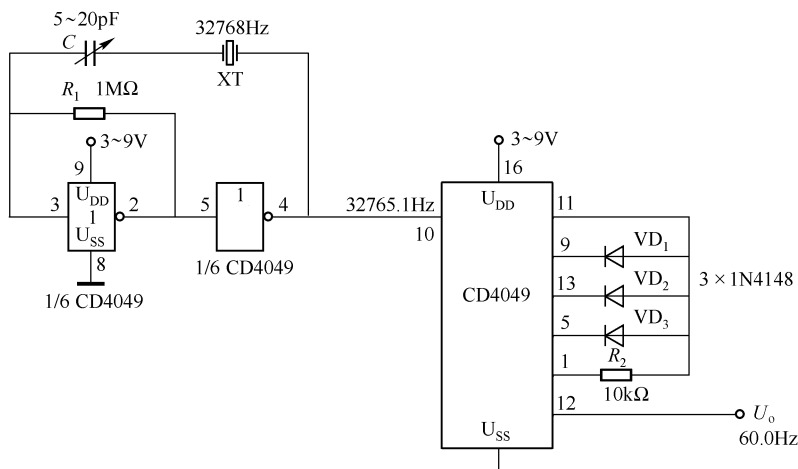


图 29.9 精确的 60.0Hz 时基电路

CD4049 为二进制计数器/分频器。图示电路中，输出（12 脚）电压 U_o 的实测频率为 60.0Hz，周期 $T = 1/60\text{s}$ 。电路的振荡频率稳定，但温度变化对其有影响。

第二节 单脉冲发生器

1. 简单的手动单脉冲发生器

图 29.10 所示为一个简单的手动单脉冲发生器。平时， C 充电，非门的输入为高电平，输出为低电平，当按压动合开关 S 时， C 迅速放电，故非门输出变为高电平；当 S 反弹断开

时, C 又充电到高电平, 输出恢复为低电平, 输出端便产生一个正脉冲。

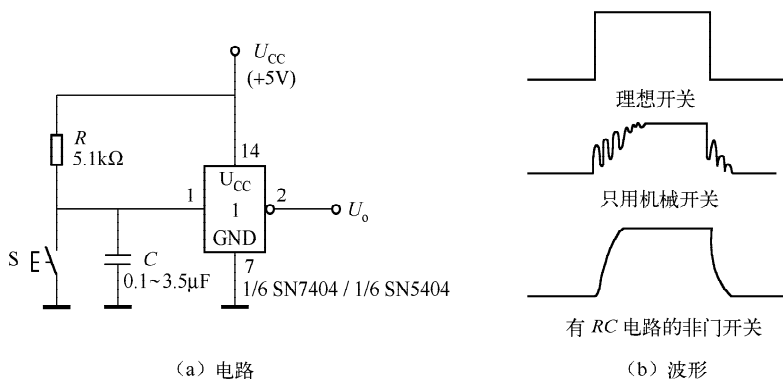


图 29.10 简单的手动单脉冲发生器

时间常数 RC 不能过小, C 的取值一般为 $0.1 \sim 3.5\mu\text{F}$ 。

2. 由 R-S 触发器组成的单脉冲发生器 (一)

利用由两与非门 G_1 、 G_2 组成的 R-S 触发器和一个按钮开关便可形成一个单脉冲发生器电路, 如图 29.11 所示。

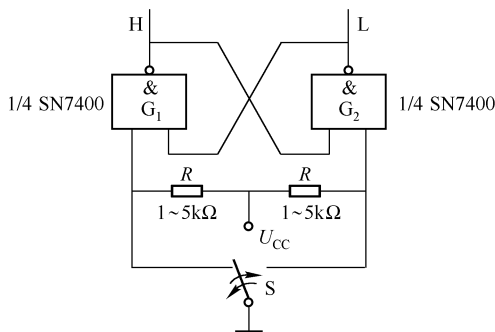


图 29.11 由 R-S 触发器组成的单脉冲发生器 (一)

平时, 开关 S 接门 G_1 输入端, 因此 G_1 输出为高电平, G_2 输出为低电平; 当 S 掷向右侧时, 触发器翻转, 按钮返回时, 触发器复位。因此, 在 G_1 、 G_2 输出端分别产生一个负脉冲和一个正脉冲, 脉冲的宽度取决于开关的通断时间。

R 的作用是保证按钮触点断开的一端为高电平, R 取值为 $1 \sim 5\text{k}\Omega$ 。

3. 由 R-S 触发器组成的单脉冲发生器 (二)

在图 29.12 中, R-S 触发器又接一级单稳触发器, 使单脉冲发生器更加可靠。非门 G_3 可接在单稳的 Q 端或 \overline{Q} 端 (本例接在 Q 端), 这样在负载较重时不致影响单稳的输出波形。

4. 由 R-S 触发器和三态非门组成的单脉冲发生器

由 R-S 触发器和三态非门组成的单脉冲发生器电路如图 29.13 所示。

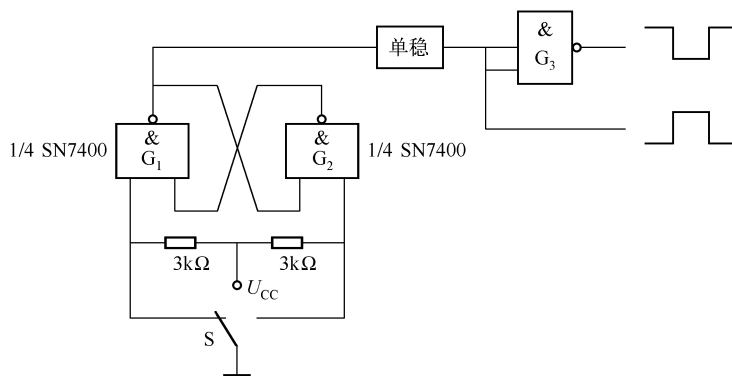


图 29.12 由 R-S 触发器组成的单脉冲发生器（二）

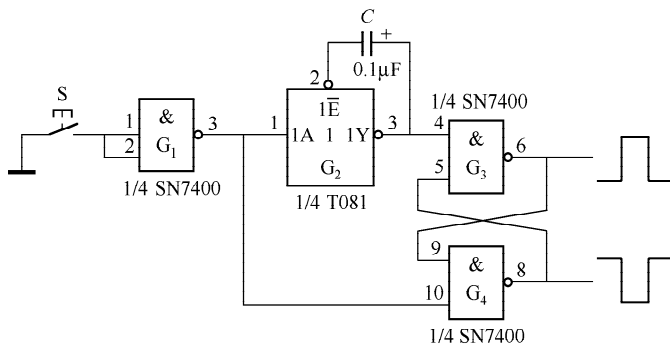


图 29.13 由 R-S 触发器和三态非门组成的单脉冲发生器

与非门 G_3 和 G_4 组成 R-S 触发器， G_2 为三态非门（即可扩展非门）。平时， G_3 输出低电平，当压按开关 S 闭合时，由于电容 C 放电， G_2 输出端电平逐渐降低，使能端 $1\bar{E}$ （2 脚）变成低电平，使得 G_1 的输出数据 1（S 闭合产生的数据）在 $1Y$ 端输出 0， G_3 翻转为 1，即使 G_3 输出单个正脉冲， G_4 输出单个负脉冲。

在 G_3 的 4 脚与 G_2 的 3 脚之间接一个正向二极管可改善输出脉冲的前后沿。

5. 由 J-K 触发器组成的单脉冲发生器（一）

由两个 J-K 触发器组成的单脉冲发生器如图 29.14 所示。当开关 S 接地时，两触发器均处于 0 状态。开关接 B 点后，第一个 CP 脉冲到来时，第一级触发器将被置 1，因为 $J=1$ ，即使开关触点在 B 点跳动，也不会影响第一级触发器的 1 状态。当第二个 CP 来临时，第二级触发器将被置 1，于是第二级触发器 \bar{Q} 端的输出又使第一级触发器翻转为 0，故输出 U_o 端输出一个单脉冲，这种状态一直保持到开关触点返回 A 点为止。在开关触点接通 A 点后，第二级触发器由以后的 CP 恢复为 0 状态。

6. 由 J-K 触发器组成的单脉冲发生器（二）

图 29.15 所示为由 J-K 触发器和与非门组成的单脉冲发生器电路。

S 为动断常闭按钮，平时（S 闭合） U_A 为低电平，按压 S（S 断）， U_A 变为高电平，松手后 S 反弹又闭合。因此，按压按钮一次便在 A 点产生一个带毛刺的正脉冲。

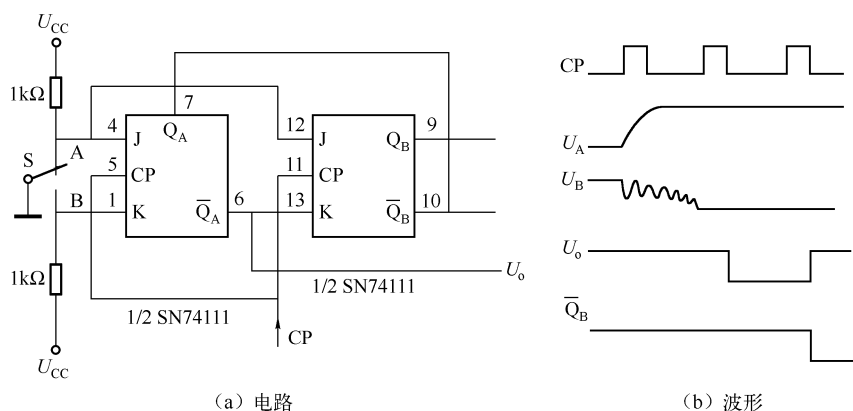


图 29.14 由 J-K 触发器组成的单脉冲发生器 (一)

平时, U_A 为低电平, 故 IC_1 为 0 状态, G_2 输出为高电平。当 U_A 由低电平变为高电平时, 在第一个 CP 来临时 IC_1 变为 1 状态。但此时 IC_2 仍为 0 状态, \bar{Q} 端为高电平, 故 G_2 输出变为低电平。在第二个 CP 脉冲来临时, IC_2 也变为 1 状态, 故 G_2 又恢复为高电平。以后再有 CP 来到时, 因 IC_1 、 IC_2 都已经是 1 状态, 不会再翻转, 必须等到 U_A 再次由低电平变为高电平时, 在 CP 的作用下才能再输出一个负脉冲。

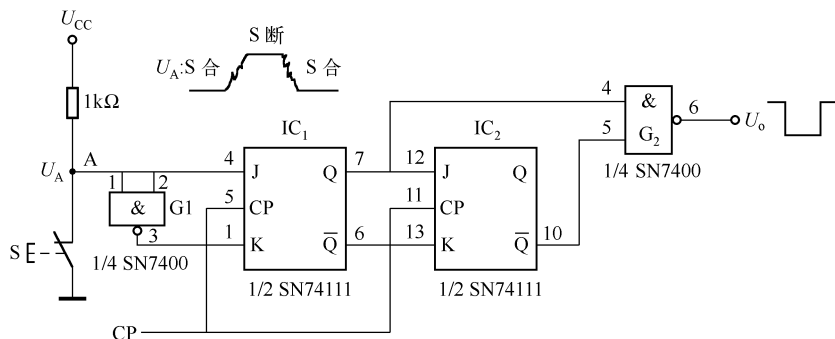


图 29.15 由 J-K 触发器组成的单脉冲发生器 (二)

7. 由 J-K 触发器组成的单脉冲发生器 (三)

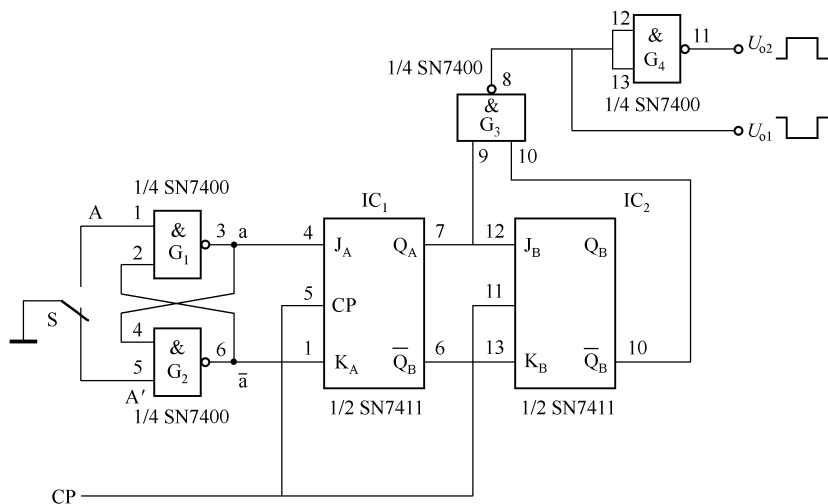
由两个 J-K 触发器和 R-S 触发器 (与非门 G_1 、 G_2 组成) 可组成图 29.16 所示的单脉冲发生器。

平时, IC_1 的 K_A 端为 1, J_A 为 0, IC_1 为 0 状态, IC_2 也为 0 状态, G_3 门输出为高电平。当开关 S 与 A 点相连时, a 点变为高电平, \bar{a} 点变为低电平。这样, IC_1 在下一个 CP 脉冲到来时变为 1 状态, 使 G_3 门输出 (U_{o1}) 变为低电平, 在下一个 CP 脉冲到来时 IC_2 也变为 1 状态, 故 G_3 门的输出为一个负脉冲, G_4 输出一个正脉冲。

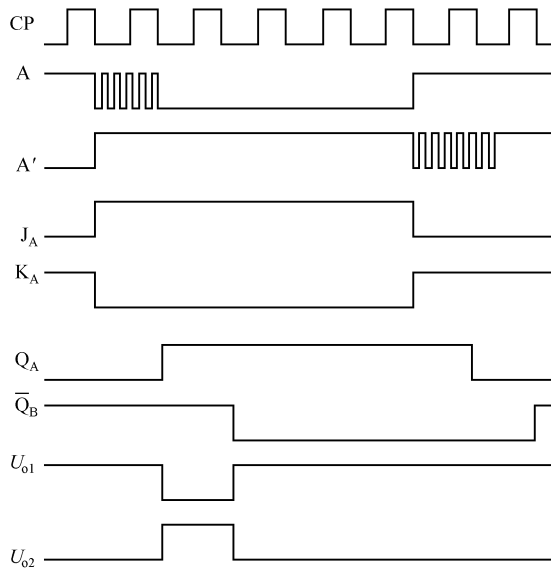
8. 由 D 触发器组成的单脉冲发生器

由 D 触发器组成的单脉冲发生器电路如图 29.17 所示。平时, 开关 S 的触点接地, D 端置 0, G_1 门输出高电平。S 断开时, D 悬空, 相当于 D 输入端为 1, 在 CP 还未来临时, 由

于 G_1 的两输入端暂时都为 1, 故 G_1 输出一个负脉冲; CP 脉冲来临时, 其上升沿使 D 触发器翻转, $D=1$, $Q=1$, $\bar{Q}=0$, 使 G_1 又恢复为高电平。



(a) 电路



(b) 波形

图 29.16 由 J-K 触发器组成的单脉冲发生器 (三)

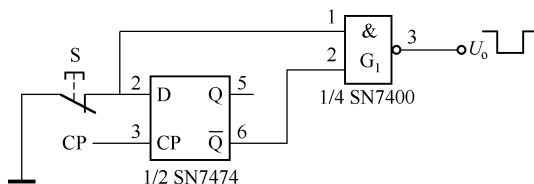


图 29.17 由 D 触发器组成的单脉冲发生器

9. 同步单脉冲发生器（一）

利用具有移位功能的 D 触发器和时钟脉冲，及一个与非门进行选通，便组成了图 29.18 所示的同步单脉冲发生器电路。

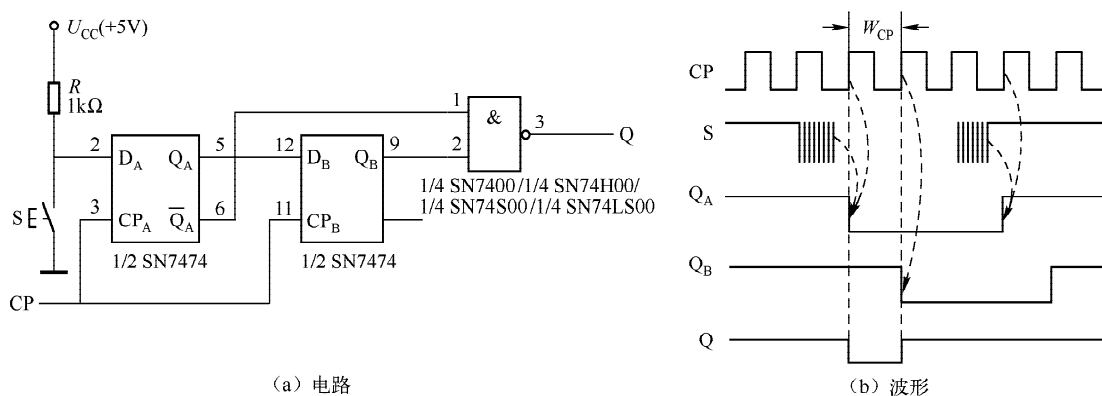


图 29.18 同步单脉冲发生器（一）

电路的特点是产生的单脉冲与时钟脉冲严格同步，单脉冲的宽度等于时钟脉冲的一个周期，单脉冲的宽度与机械开关触点所产生的通、断噪声无关。

对启动脉冲的要求是，启动脉冲的宽度（即按压开关的时间长短）要大于 CP 脉冲的一个周期，电路方能可靠工作。

此单脉冲发生器广泛应用于设备的启动、系统的调试与检测。

10. 同步单脉冲发生器（二）

如图 29.19 所示，单脉冲发生器电路由 J-K 触发器组成。

当采用主从型 J-K 触发器时，启动脉冲的宽度仅需半个 CP 脉冲周期（见波形图的第 1 行）即可，而且宽度不能太宽，否则，见波形图的第 6 行，当脉冲的结束边恰好处于 CP 的 1 状态期间时，就有可能出现二次翻转而输出两个脉冲，见波形图的第 7 行。

为保证电路正确动作，操作开关要快，CP 脉冲的周期不能太小，否则，开关 S 的动作再快也难以保证 S 脉冲宽度小于半个 CP 周期的要求。

开关 S 应选用动断常闭开关。

11. 由单结管和 R-S 触发器组成的单脉冲发生器

用一个单结晶体管和一个 R-S 触发器可组成一个具有定时功能的单脉冲发生器，如图 29.20 所示。

接通开关 S，R-S 触发器复位，电容 C 通过二极管放电（ R_2 为 VD 的限流电阻）， G_4 输出高电平；断开 S 后， G_4 变为低电平，同时电容 C 通过（ $R_p + R_1$ ）充电，当 C 充电至 VT 的峰点电平时， 220Ω 电阻上产生一正脉冲，通过 G_1 使 R-S 触发器置位， G_4 又回到高电平，于是输出为一负脉冲，脉冲的宽度 $t_w \approx (R_p + R_1)C$ ，采用不同的 C 值，可得到不同宽度的负脉冲。

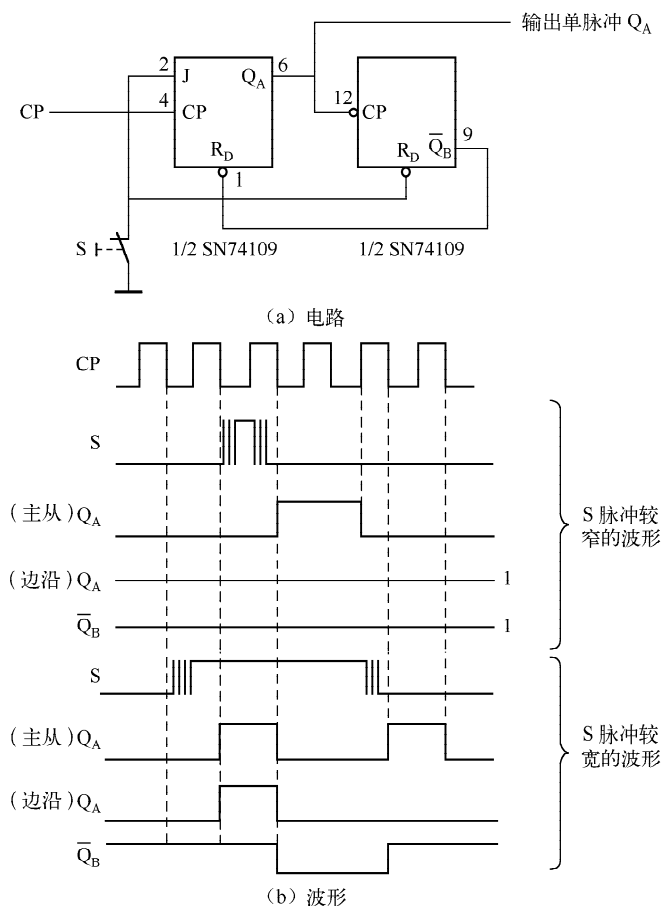


图 29.19 同步单脉冲发生器 (二)

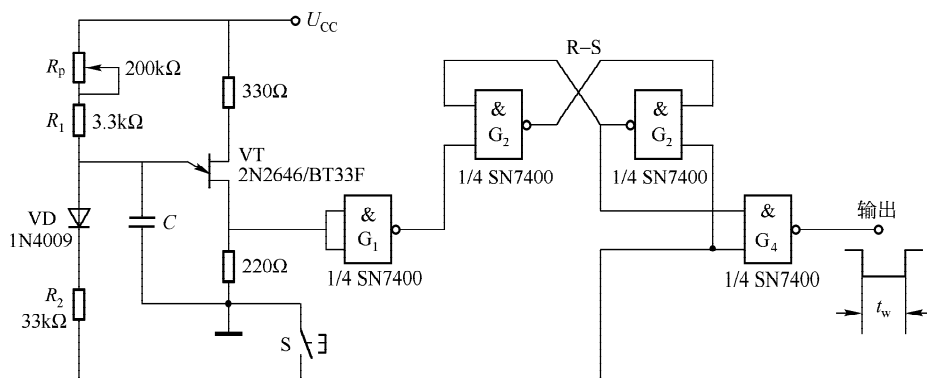


图 29.20 由单结管和 R-S 触发器组成的单脉冲发生器

12. 由单稳态电路和或非门组成的单脉冲发生器

由单稳态电路和或非门组成的单脉冲发生器如图 29.21 (a) 所示。两个或非门组成锁存器，它和单稳态电路相连，电路即可输出一个单脉冲。

S 为动合开关（即点动开关）。只要单稳态触发器的延迟时间 $R_x C_x$ 大于开关的动合时间，电路即可输出一个光滑的正向脉冲。电路各点的波形如图 29.21 (b) 所示。

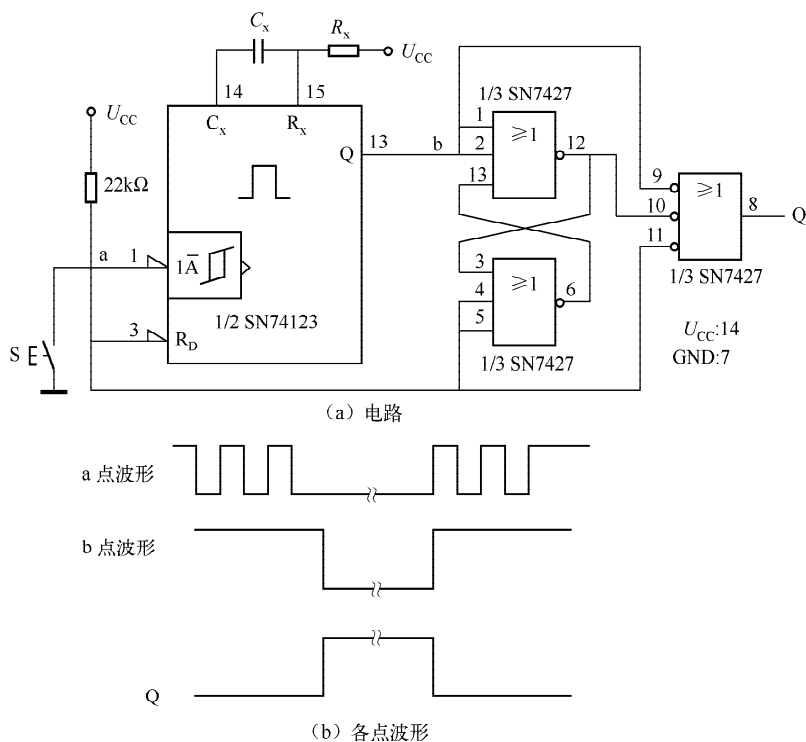


图 29.21 由单稳态电路和或非门组成的单脉冲发生器

该电路能消除开关触点的噪声影响。

若取 $R_x = 100\text{k}\Omega$, $C_x = 1\mu\text{F}$, 单稳触发器的延迟时间约为 $\tau = R_x C_x = 0.1\text{s}$, 此时间一般大于 S 开关触点的动合时间。

13. 由单稳态触发器组成的单脉冲发生器

两个与非门组成一个单稳态触发器，该单稳与 RC 便组成了图 29.22 所示的单脉冲发生器电路。当开关 S 闭合时，A 点变为低电平，单稳电路翻转，在 G_1 输出端输出一个正脉冲，其宽度约为 $R_2 C_2 = 4.7\mu\text{s}$ 。

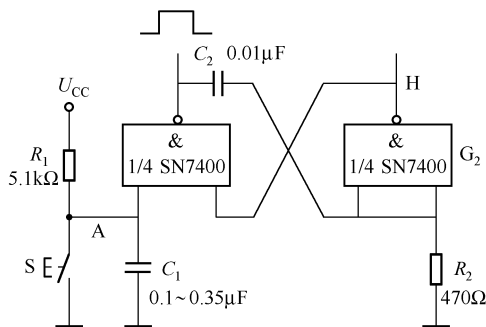


图 29.22 由单稳态触发器组成的单脉冲发生器

14. 三态 R-S 锁存器 CD4043 组成的单脉冲发生器

由于机械开关、按键、拨盘等的触头的抖动，它们产生的单脉冲波形会有“毛刺”现象甚至不稳定。使用三态 R-S 锁存器组成的电路，如图 29.23 (a) 所示，可有效地克服这种抖动现象。每操作一次，电路便会输出一个完整的单脉冲。电路的波形如图 29.23 (b) 所示。

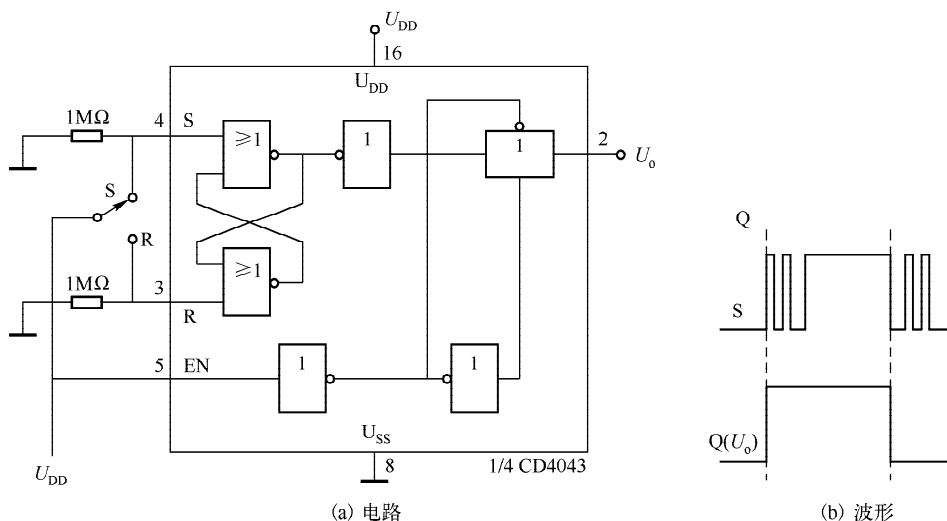


图 29.23 三态 R-S 锁存器 CD4043 组成的单脉冲发生器

当开关掷到 S 端时，输出端 Q 为 1 电平，此时机械触头在 S 端形成的抖动脉冲信号，只要机械触头不返回 R 端，则 Q 保持 1 不变；同理，当开关松开后，触头的高电平（触头接 U_{DD} ）由 S 端转接至 R 端，也产生抖动，但输出端 Q 仍保持为 0 电平。因此，只要将开关由 S 扳到 R 时，便在电路输出端输出一个稳定脉冲。

15. TTL 电路产生纳秒 (ns) 脉冲的电路

用一般的 TTL 单稳电路，如 74123，很难产生宽度小于 10ns 的脉冲，但利用肖特基 74LS00 与非门电路可以组成纳秒脉冲发生器，其脉冲上升沿、下降沿均可做到几纳秒之内。

纳秒级宽度的脉冲电路如图 29.24 (a) 所示，它由肖特基系列的与非门 (74LS00) 和异或门 (74LS86) 等组成。电路各点的波形如图 29.24 (b) 所示。

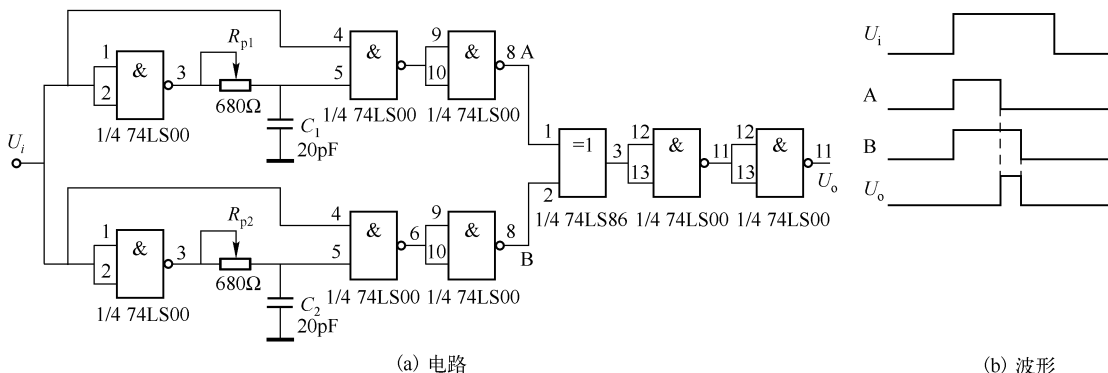


图 29.24 纳秒级宽度的脉冲电路

电路能获得窄脉冲的原因，一是门电路的上升、下降沿很陡（低电平对高电平传输延迟时间 t_{PLH} 、高电平到低电平传输延迟时间 t_{PHL} 都小于 15ns）；二是利用异或门取得两单稳波形（见图 29.24（b）中的 A 脉冲和 B 脉冲）的差值输出。

图中是两列积分式单稳态电路，它们产生的脉冲分别为 A 和 B。调节 R_{p1} 和 R_{p2} 可以改变 A 脉冲和 B 脉冲之间的相位差。由异或门的逻辑功能可以取得 A 脉冲和 B 脉冲的差值，见图 29.24（b）。

异或门之后的两个反相器用于脉冲的整形，改变 A 脉冲与 B 脉冲之间的相位差，可以得到 10ns 以下宽度的窄脉冲。

16. ECL 电路产生 2ns 宽的单脉冲电路

图 29.25 所示的单脉冲发生器产生的脉冲宽度可达到 2ns。将 D 触发器的 Q 端用一小段导线（数厘米）连到 R 端，便产生延迟复位，从而输出窄脉。如不用短路线而用不同的延迟电路，能得到不同的脉宽输出。因为脉冲不依靠 RC 设定宽度，所以它对电源及温度的变化不灵敏。

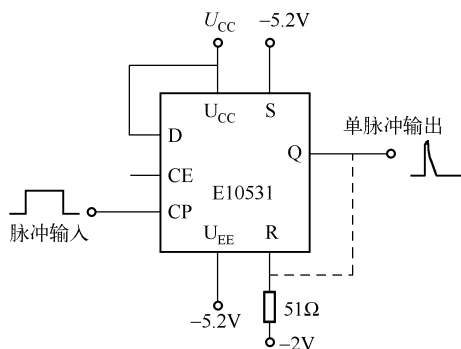


图 29.25 ECL 电路产生 2ns 宽的单脉冲电路

CE 端是选通端，它悬空时等效低电平，允许电路工作；接高电平属于禁止状态。

延迟也可用同轴电缆或印制板上的线段来实现。图 29.25 中的虚线为短路短线。ECL 为发射极耦合集成电路。

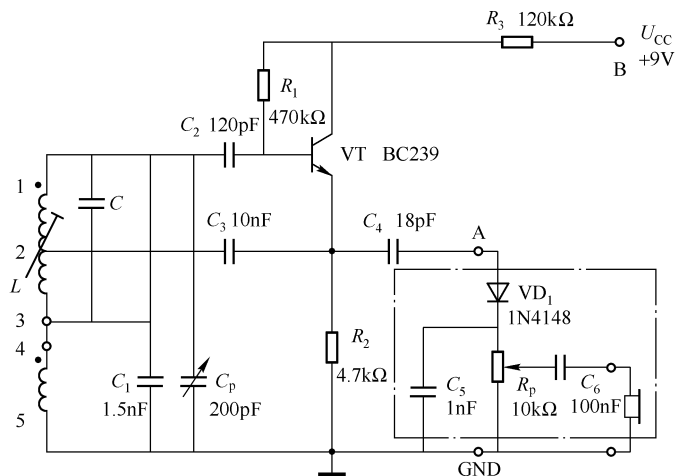
第三十章 金属探测器

第一节 单管金属探测器

本节介绍的金属探测器由拍频振荡电路和探头振荡电路两部分组成。

1. 拍频振荡电路

拍频振荡电路如图 30.1 所示，它是一个哈特莱振荡器，其振荡槽路由 L 、 C 组成。电感线圈 L 利用了晶体管收音机的中频变压器，它的一次线圈是具有中心抽头的电感绕组，三个抽头接到三个引脚上；二次线圈匝数较少，两个抽头接到两个外引脚上，其结构如图 30.2 所示。



A 与 GND 间的开路电压约为 2V (rms)，即点画框内电路去掉后的电压

图 30.1 金属探测器的拍频振荡电路

此振荡电路的电感线圈是将一次绕组和二次绕组串联起来（注意线圈的同名端）；一次绕组的两端并联一个 200pF 的电容。电路的振荡频率为

$$L = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

实测 TTF-2 型中频变压器的一次绕组的电感约为 559μH，二次绕组的电感为 6μH。如果调谐在 465kHz，那么一次绕组的电感为 586μH。因为有磁心和磁帽的结构（如图 30.2 所示），调节磁帽的位置即可调节一次侧的电感量。

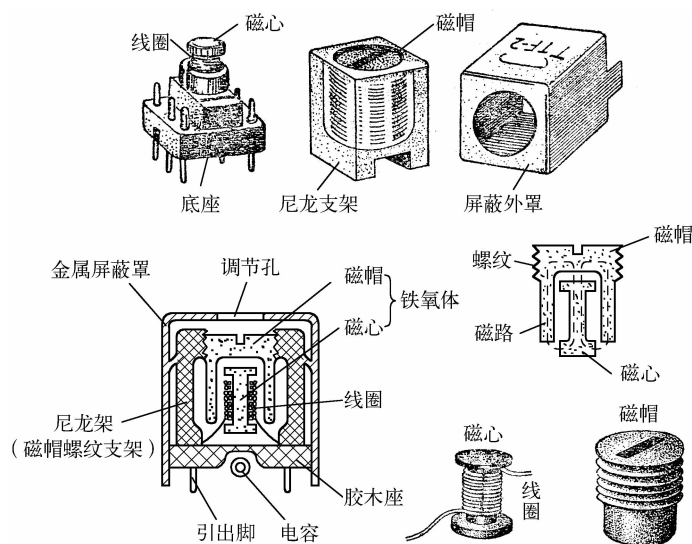


图 30.2 中频变压器的结构

该拍频振荡电路是按 465kHz 振荡频率设计的。

R_1 为基极偏流电阻，电路的输出由发射极引出。当输出开路时（去掉图 30.1 中的点画线框内电路），其输出电压为 2V 左右（有效值）。

2. 探头振荡电路

探头振荡电路如图 30.3 所示，和拍频振荡电路基本相同，区别在于电感线圈是探测线圈（即探头）。探测线圈的结构如图 30.4 所示，线圈用 $\phi 0.31\text{mm}$ 的漆包线绕制，在直径为 200mm 的圆盘上各绕 45 匝，绕制时注意线圈的同名端。

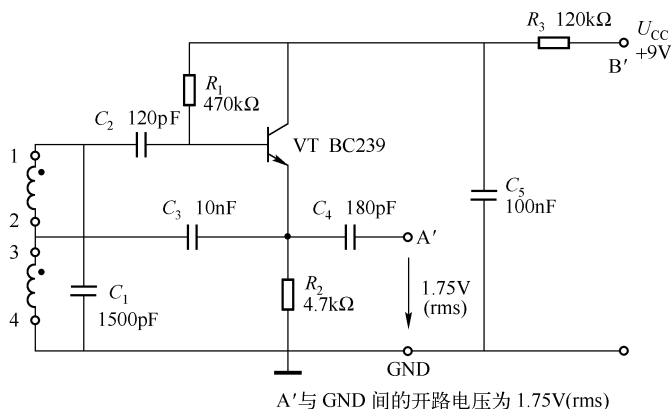


图 30.3 金属探测器的探头振荡电路

3. 金属探测器的完整电路

金属探测器的完整电路如图 30.5 所示，即将图 30.1 和图 30.3 中的 A 与 A'、B 与 B'、GND 和 GND 相连接。

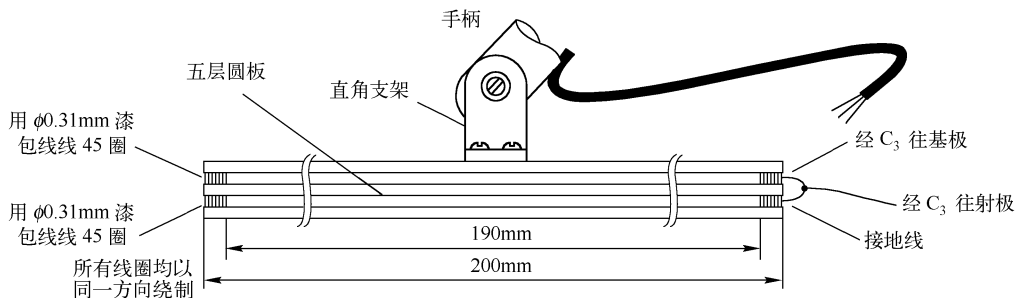


图 30.4 探测线圈的结构

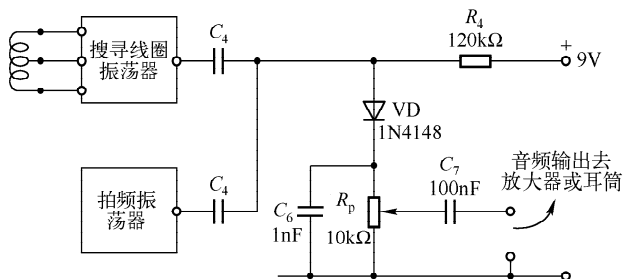


图 30.5 金属探测器的完整电路

图 30.2 中的磁帽和图 30.1 中的 C_p 都可以用来调节拍频振荡电路的频率。必须保证拍频振荡电路的振荡频率与探头振荡电路的频率相差在 1kHz 以内，这样才能产生一个清晰可闻的音调。当探头接近金属物时，使原来的音调发生变化，由此来探测金属的存在。

第二节 由一块门电路组成的金属探测器

由一块门电路组成的金属探测器电路如图 30.6 所示。 L_1 与 C_1 组成基频振荡电路，调节微调电容 C_1 可改变回路的基准振荡频率，其频率范围为 130 ~ 200kHz； L_2 、 C_4 为自由振荡回路， L_2 为探测线圈，它们的自由振荡频率约为 160kHz。

1. 闸门原理

欲搞清楚上述电路的工作原理，需要弄清楚“闸门”的工作原理。简单的闸门电路是由与门或与非门组成的。所谓闸门，就是二输入与门或二输入与非门的两个输入信号为方波，其中一个方波的宽度较宽，称为闸门波，另一个方波的宽度较窄，与门/与非门的输出只在闸门波内有，而在闸门波以外没有输出。

图 30.7 中，图 (a) 为与门闸门，图 (b) 为与非门闸门。与门的输入波形为 A 和 B，其中 B 为闸门波，与门的输出 O_1 只是在闸门波内有，在闸门波以外则没有输出。与非门的输入也为 A 和 B，输出 O_2 也只是在闸门波内存在（和与门闸门的输出为反相）。

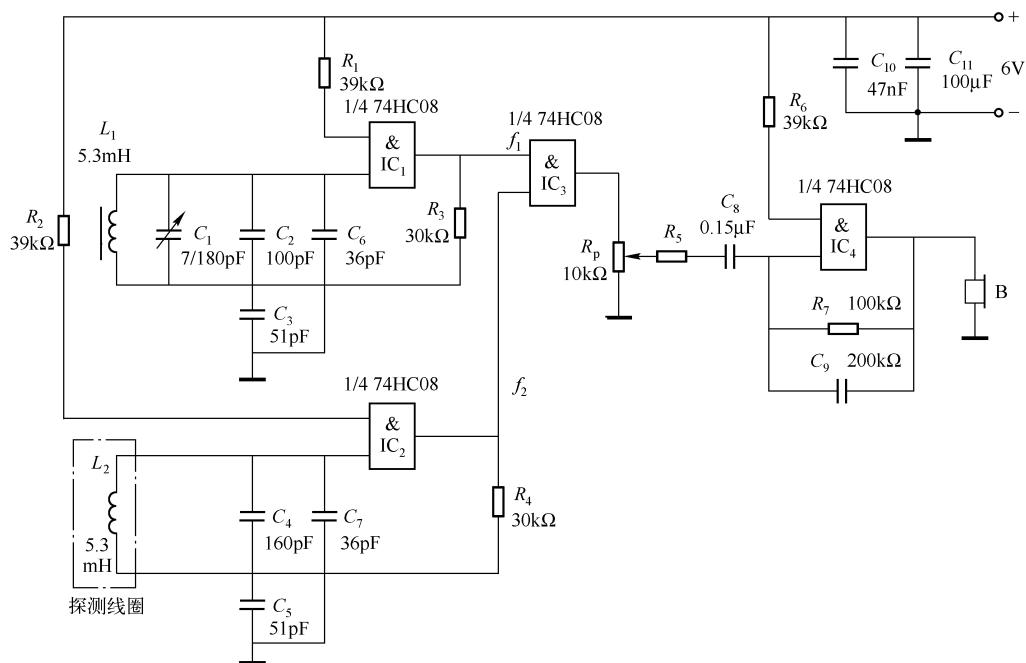
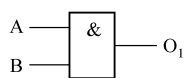
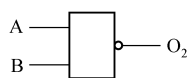


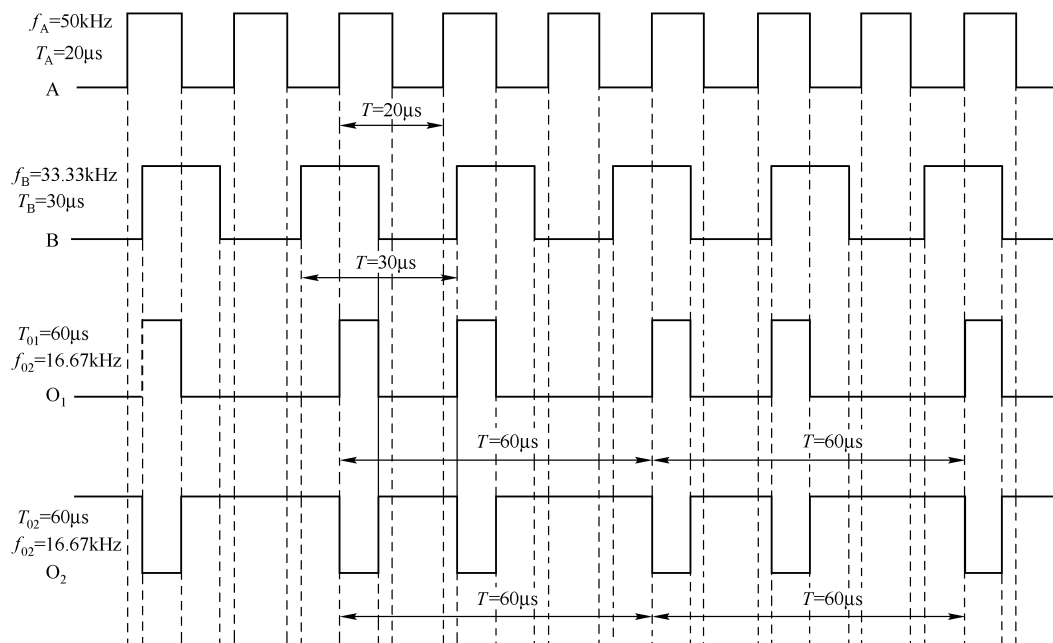
图 30.6 由一块门电路组成的金属探测器



(a) 与门



(b) 与非门



(c) 波形

图 30.7 闸门及其输入输出波形

A 的周期为 $T_A = 20\mu\text{s}$, 频率为 $f_A = 50\text{kHz}$; B 的周期为 $T_B = 30\mu\text{s}$, 频率为 $f_B = 33.33\text{kHz}$ 。与门闸门的输出 O_1 其周期 $T_{O1} = 60\mu\text{s}$, 频率为 $f_{O1} = 16.67\text{kHz}$ 。可以看出, 与门的输出 O_1 的频率为 $f_{O1} = f_A - f_B = 50\text{kHz} - 33.33\text{kHz} = 16.67\text{kHz}$ 。

同理, 与非门闸门的输出 O_2 的频率亦为 $f_A - f_B$ 。

仔细观察和分析图 (c) 的波形, 有助于理解该金属探测器的工作原理。

2. 电路原理

探测线圈未接近金属时, 调节 C_1 使基准振荡频率与自由振荡频率 (由 IC_2 组成电路的振荡频率) 一致, 即 $f_1 \approx f_2$, 高阻耳机 B 不发声。

当探测线圈接近金属时, 线圈附近的磁导率发生变化, 就导致了线圈磁通的变化, 其谐振频率也随之变化, 即使 f_2 下降。

f_1 与 f_2 (见图 30.6) 均为方波, 这两个方波输入到与门闸门 IC_3 , f_2 作为闸门波。 IC_3 输出信号的频率为 $f_1 - f_2$, 耳机发声。

IC_4 为放大器, 将 $f_1 - f_2$ 的差值信号放大, 使高阻耳机发声。 R_p 为调节声响的电位器。

$\text{IC}_1 \sim \text{IC}_4$ 为高速 74HC 系列与门, 其传输速率高达 10ns , 比 4000B 系列快 10 倍左右; 它的电源电压为 $2 \sim 7\text{V}$, 这里用 4 节 1.5V 干电池。也可采用 4081B 与门, 此时可采用 9V 叠层电池。电路消耗的电流约 10mA , 探测深度为 $50 \sim 100\text{cm}$ (土壤) 或 $70 \sim 120\text{cm}$ (木材)。

探测线圈的直径为 600mm , 线径为 0.45mm , 匝数为 65 匝 (约 5.5mH)。

第三节 简单的金属探测器

该金属探测器是由与非门 $\text{IC}_a \sim \text{IC}_b$ 构成的两个 LC 振荡器和由二极管 $\text{VD}_1 \sim \text{VD}_2$ 构成的倍压整流电路组成的, 如图 30.8 所示。

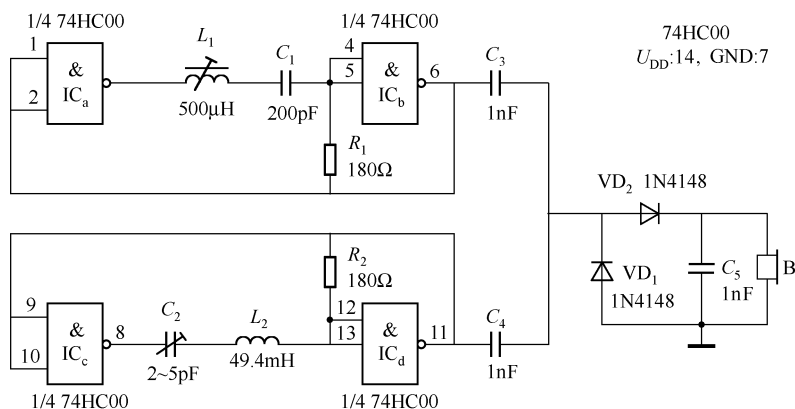


图 30.8 简单的金属探测器

由与非门 IC_a 、 IC_b , 磁心微调电感 L_1 , 电容 C_1 组成的 LC 振荡器的振荡频率决定于串联谐振回路 $L_1 C_1$ 。用 L_1 的磁心位置的变化, 把振荡器调谐于 465kHz (令 $f_1 = 465\text{kHz}$)。

由 IC_c 、 IC_d 、 L_2 、 C_2 组成的振荡器的振荡频率 f_2 和 465kHz 相差不大。 f_1 与 f_2 的差频送

入倍压整流电路, 由 VD_1 和 VD_2 检波, 经 C_5 滤波后加到耳机 B 的两端。

L_2 作为探测器, 需自制, 用 $\phi 0.4\text{mm}$ 的漆包线在直径为 200mm 的绝缘管上绕 30 匝, 经计算其电感量约为 49.4mH (计算方法见附录 A)。缠完线圈后用万能胶固定作为探头。

与非门选择 CMOS 电路 74HC00/74HC01 或 74C00/74C01, 最好不选用 TTL 与非门, 因为 TTL 要求 5V 电源, 而 74HC 系列集成电路, 其电源电压为 $2 \sim 7\text{V}$, 可用干电池, 减小了设备的体积。

第四节 由单片 CD4069 组成的金属探测器

由一片 CD4069 六反相器组成的金属探测器如图 30.9 所示, 其探头为一只高 Q 值电感。电路的第一级为电容三点式振荡器, 由 IC_1 和电容 C_2 、 C_3 、 C_4 组成, 其振荡频率约为 27kHz 。微弱的振荡信号由 IC_2 和 R_1 组成的放大器进行第二级放大。放大后的振荡信号由 VD_1 进行整流后为单向脉冲直流, 再经 IC_3 、 IC_4 组成的第三级放大器放大, 最后通过二极管 VD_2 去控制由 IC_5 和 IC_6 组成的第四级音频振荡器的工作状态。音频振荡器的振荡频率由 R_4 、 C_6 决定。

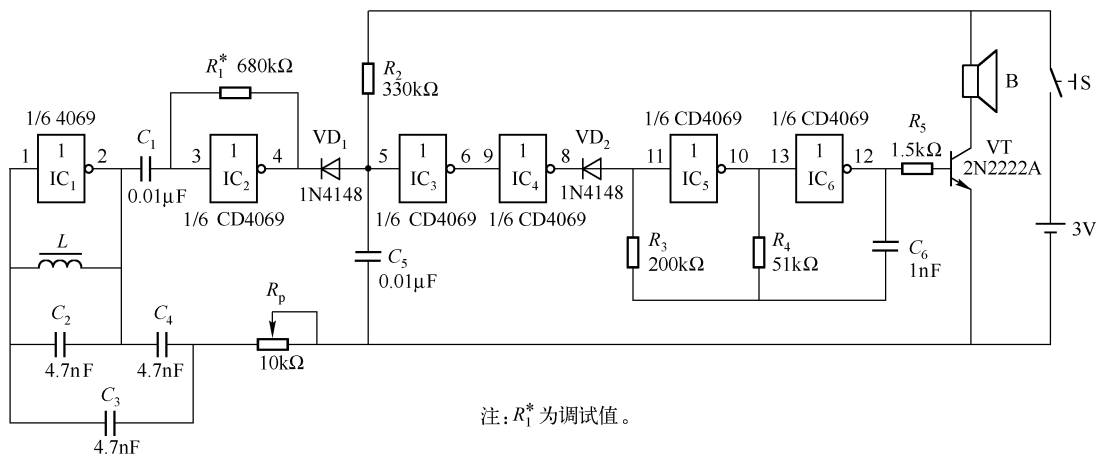


图 30.9 由单片 CD4069 组成的金属探测器

探头电感 L 在没有接近金属物体时, 电路正常起振, 振荡信号控制音频振荡器停振, 扬声器不发声。当有金属物体接近电感时 (沿电感的轴向方向), 电感的 Q 值下降, 第一级停振, 无信号去抑制音频振荡器, 所以音频振荡器工作, 驱动扬声器发声。

接通电源后, 仔细调节电位器 R_p 使扬声器刚不发声, 此时灵敏度较高, 用现成 6.8mH 的电感, 探测距离为 $5 \sim 20\text{cm}$ 。

用 $\phi 0.2\text{mm}$ 的漆包线在 $\phi 10\text{mm}$ 的磁棒上绕 300 匝, 之后浸蜡固定。这种自制电感构成的探头探测距离可达 $25 \sim 30\text{cm}$ 。

第五节 两管金属探测器

由两个晶体管组成的金属探测器电路如图 30.10 所示。两管都组成一个振荡器, 都工作在 465kHz 左右。第一级就是晶体管收音机的中频放大器, 利用中频变压器 (图 30.10 中点

画线框内)的一次线圈(二次线圈开路不用),其调谐由调节磁心和 $10 \sim 365\text{pF}$ 可调电容器进行。用数字频率计测定 VT_1 集电极对地的频率最为方便。

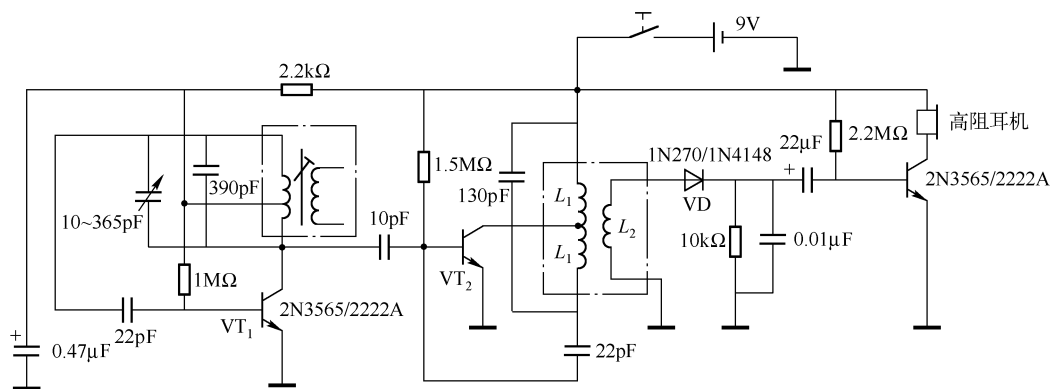


图 30.10 两管金属探测器

第二级也是一个振荡器,其振荡频率由探测线圈 L_1 和 130pF 电容决定。两级振荡器的振荡频率不可能完全一致,其差频由二极管 VD 检出,通过 $22\mu\text{F}$ 的电容耦合至高阻耳机。

探测线圈的一次线圈由 44 匝中间有抽头的绕组组成;二次线圈可取几十匝。探测线圈可用 $\phi 0.51\text{mm}$ 的漆包线缠在 $15\text{cm} \times 15\text{cm}$ 的框架内,线圈的五个抽头用导线接入电路。

整个电路的调谐可由 $10 \sim 365\text{pF}$ 单联可调电容进行。

第六节 微功率金属探测器

由一块 CD4030 芯片组成的微功率金属探测器,电路如图 30.11 所示。可用一只 9V 叠层电池供电,消耗的功率较低。

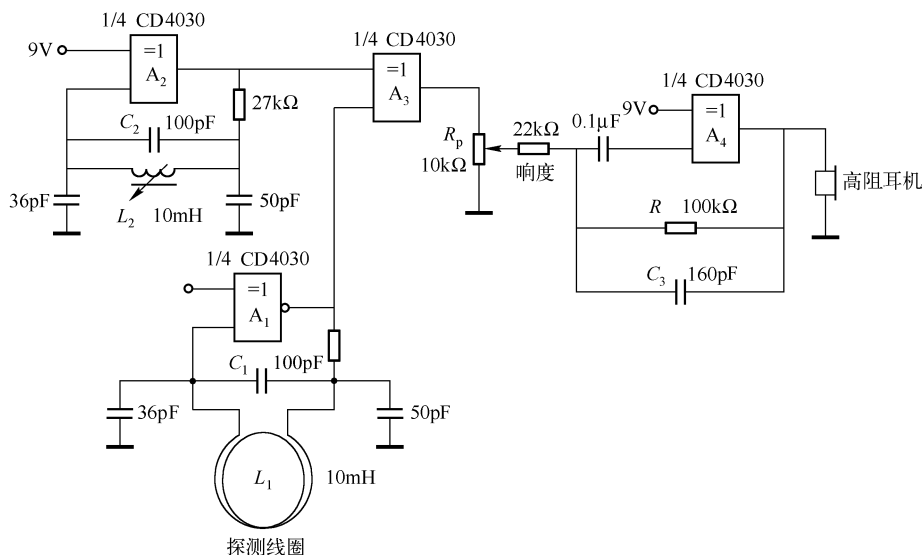


图 30.11 微功率金属探测器

A₁ 是由异或门和 100pF 电容、10mH 探测线圈组成的振荡器，其振荡频率为

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{10 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{-12}}} \text{Hz} \approx 160 \text{kHz}$$

A₂ 是由异或门和 100pF 电容、10mH 微调电感线圈组成的振荡器，其振荡频率为

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}}$$

调节 L_2 的磁心，使其振荡频率为 161kHz。应使 f_2 与 f_1 相差 1kHz。

A₃ 是一个混频器，它将 f_1 与 f_2 在异或门中混频，A₃ 的输出含有和频 321kHz 和差频 1kHz 两种不同频率的信号。

A₄ 为一个低通滤波器，基截止频率为

$$f_4 = \frac{1}{2\pi RC_3} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 160 \times 10^{-12}} \text{Hz} = 9952 \text{Hz} \approx 10 \text{kHz}$$

A₄ 的功能是将高频信号（321kHz）极大地衰减，将低于 10kHz 的低频信号放大 3 ~ 4.5 倍（具体数值由 R_p 确定）。也就是说，1kHz 的信号被放大加强了。

当探测线圈远离金属物时，耳机有某一频率的声音，当金属靠近探头时，耳机的声音发生明显的变化，由此可探测到金属物。

L_2 应选用半导体收音机的中频变压器进行改制，10mH 左右即可； L_1 是探头，应自制，自制的原则是线圈的口径较大（如 15 ~ 20cm），以便于捕捉信号。

探测线圈的设计方法是：一般采用螺线管形式的电感，利用附录中的相关公式。确定口径（如取 $D = 20\text{cm}$ ），再计算匝数，一般要 100 匝以上，其电感量应为 10mH 左右。

当然， f_1 、 f_2 的数值也可以改变，但应保证其差频在 1000Hz 以下，差频太高声音会过于刺耳。

该金属探测器的探测距离在 30 ~ 35cm 之间。

第七节 高灵敏度金属探测器

高灵敏度金属探测器电路如图 30.12 所示。此探测器的灵敏度较高，使用直径 20cm 的探测线圈，最大探测深度可达 1.5m。若使用更大直径的探测线圈，探测深度还可增加一些。

探测器电路由基准振荡器、自由振荡器、混频器、电压跟随器、放大器和发声器与显示仪表等组成。下面分别介绍各单元电路。

（1）基准振荡器

基准振荡器由 VT_2 ， L_2 ，同轴双联可调电容 C_9 、 C_{10} 及 $R_5 \sim R_8$ 等组成。基准振荡器提供一个频率比较稳定的振荡信号。

（2）自由振荡器（探测振荡器）

自由振荡器由 VT_1 ，探测线圈 L_1 ，同轴双联可调电容 C_1 、 C_2 及 $R_1 \sim R_4$ 等组成。

（3）混频器

混频器由 C_9 、 C_{10} 与 VD_1 组成，探测振荡器和基准振荡器在混频器中混频后将其差频送至后级。

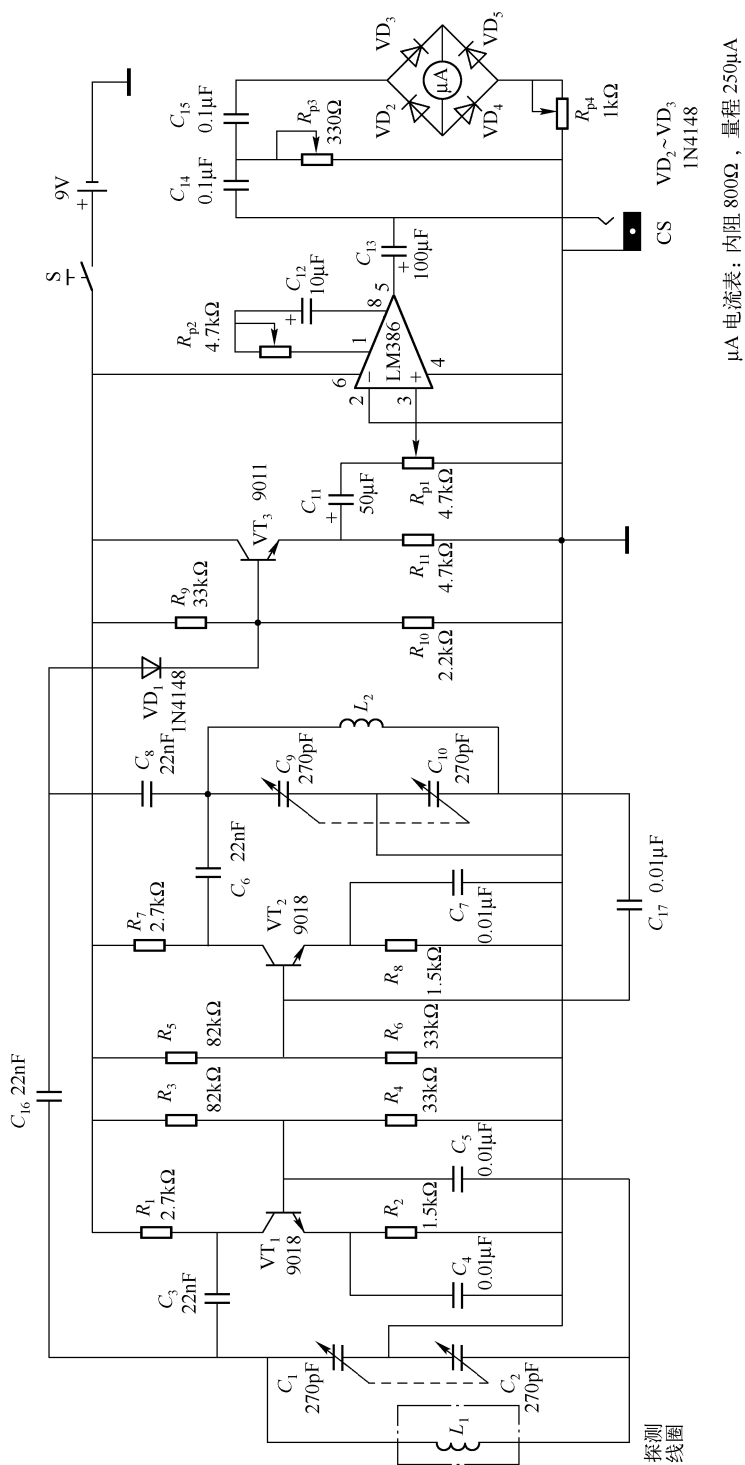


图 30.12 高灵敏度金属探测器

(4) 电压跟随器

电压跟随器由 VT_3 、 $R_9 \sim R_{11}$ 及 R_{p1} 等组成, 它接收探测振荡器与基准振荡器的差频信号并将探测振荡器、基准振荡器与后级隔离, 减小后级对两个振荡器的影响。

(5) 放大器

放大器由功率放大器 LM386 等组成, 其增益由 R_{p2} 调节。当 LM386 的 1 脚与 8 脚开路时, 电路的增益为 20 倍。

(6) 显示仪表

显示仪表由表头 (内阻 800Ω , 量程 $250\mu A$) 和高通衰减器组成。衰减器由 C_{14} 、 C_{15} 和 R_{p3} 组成。当信号变化很慢时, 从耳机中不易察觉信号的变化, 但从表头中可发现信号的变化。

电路的工作原理是, 基准频率信号由基准振荡器产生; 探测信号由探测振荡器产生, 其振荡频率与探测线圈 L_1 密切相关。当探测线圈附近无金属物时, 这两个信号的振荡频率都不变, 它们混频后产生一个固定频率的单音。当探测线圈附近存在铁磁性金属时, 它被磁化, 使线圈的磁通量增加, 因而线圈的电感量 (L_1) 增加, 使探测振荡器的振荡频率下降。当探测线圈附近存在非磁性金属时, 则它产生金属涡流效应, 使探测线圈内的磁通量下降, 因而使线圈的电感量 (L_2) 减小, 使探测振荡器的频率上升。在这两种情况下, 探测振荡器和基准振荡器的信号在混频后所产生的信号频率发生改变, 从而使音调发生变化或表头的指针偏转。

VT_1 与 VT_2 应选择频率较高的硅晶体管, 如 9018, 3DG201C, β 值为 $60 \sim 100$; VT_3 选 9011 或 3DG6C 皆可, 其 β 值为 $40 \sim 120$; VD_1 选 1N4148 或 2AP9 等高频二极管或检波管。

L_2 可用 0.5mm 漆包线在外径 10mm 的空心管上绕 19 匝。

L_1 可制成不同直径, 一般来说, 直径越大, 灵敏度越高; 直径越小, 灵敏度越低, 但定位性能好。本例用 1mm 漆包线在直径 200mm 的环形凹槽中绕 3 匝。

表头应选择指针处于中间位置可左右偏转的表头。

调节同轴双联可变电容器 C_1 、 C_2 与 C_7 、 C_8 使耳机出现拍频声, 并使其频率在 300Hz 左右。调节 R_{p1} 使音量适中, 与此同时, 调节 R_{p2} 、 R_{p3} 使表头指针处于中间位置。

探测金属时, 先调好音量, 并使表头的指针处于中间位置, 移动探测线圈, 当有金属时, 耳机出现类似鸟鸣的声音。

第八节 与门电路组成的金属探测器

与门电路组成的金属探测器如图 30.13 所示, 它使用一块与门集成块 HCC4081B, 电路简单、灵敏度较高, 可探测深度为 50 ~ 100cm (土壤) 或 70 ~ 120cm (木材) 处直径约为 20mm 的铁块。

L_1 和 C_1 构成探测器的基频振荡回路, 调谐 C_1 可使振荡频率在 130 ~ 200kHz 之间变化。探测线圈 L_1 与 C_4 的自由振荡频率约为 160kHz。

当调节 C_1 使 L_1 、 C_1 的振荡频率与 L_2 、 C_4 的自由振荡频率一致, 即 160kHz 时, 扬声器 B 无声; 当探头 L_2 接近金属物时, B 就有一个随 L_2 与金属距离的变化而变化的音调产生。这个音调是由两个不同频率差拍获得的, 而且距离越近, 音调越尖 (频率越高), 因此, 可根据音

调的高低来判别被测金属的远近、深浅。调节 R_p 可改变 B 的音量。电路的消耗电流约 10mA。

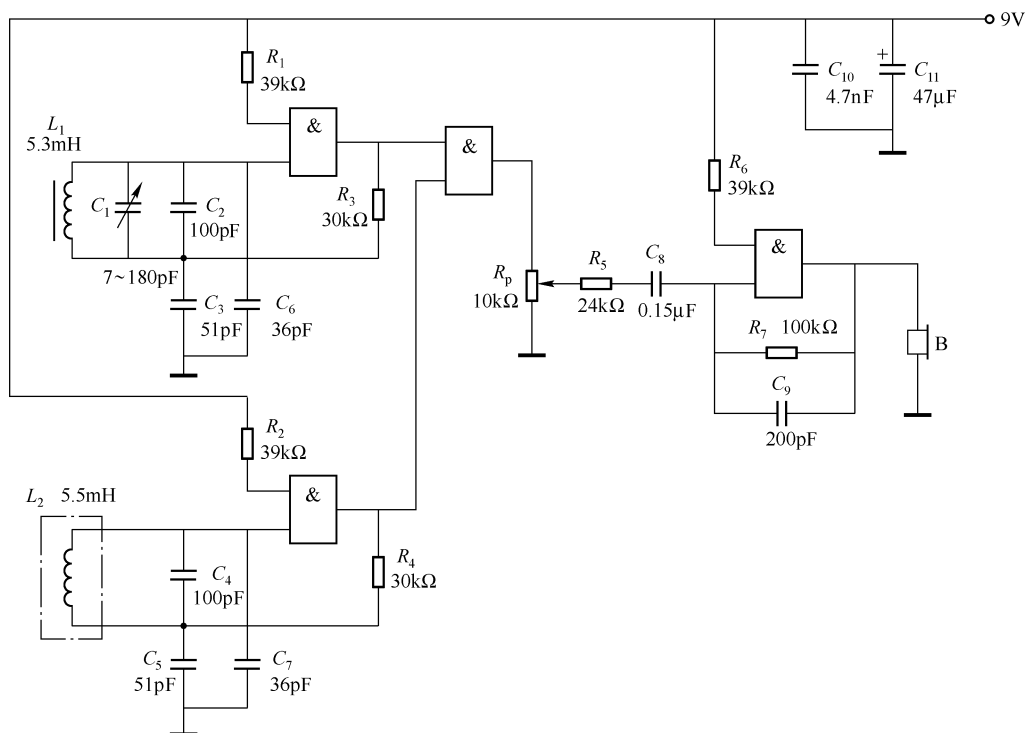


图 30.13 与门电路组成的金属探测器

探测线圈 L_2 的设计如下：

在直径为 600mm 的槽内，用 $\phi 0.45\text{mm}$ 的漆包线平绕 65 匝，根据附录中的式 (F16)，可计算出线圈的电感量。将 $N = 65$ 匝， $D = 600\text{mm}$ ， $l = 65 \times 0.45\text{mm} \approx 30\text{mm}$ ，代式 (F16) 得

$$L_2 = N^2 D^2 (1000l + 440D) = 65^2 \times 600^2 \mu\text{H} / (1000 \times 30 + 440 \times 600) = 5174 \mu\text{H} \approx 5.2\text{mH}。$$

实测为 5.5mH。

B 应选择高阻耳机。

第九节 与非门电路组成的金属探测器（一）

由与非门组成的金属探测器电路（一）如图 30.14 所示。 IC_1 、 IC_2 、 L_1 和 C_1 组成基准振荡器； IC_4 、 IC_5 、 L_2 和 C_2 组成自由振荡器。探测线圈 L_2 未接近金属时，由于两个振荡器的振荡频相同，高阻耳机不发声；当探测线圈接近金属时，其差频使高阻耳机发声。

LM386 为功率放大器，调节 R_p 即可调节增益。当增益调至 40dB 时，它可探测到 100cm 厚的木材中一个 10mm 长的铁钉。 L_2 为探测线圈，直径为 600mm，匝数为 30 匝（1.2mH）。该探测器的灵敏度较高。

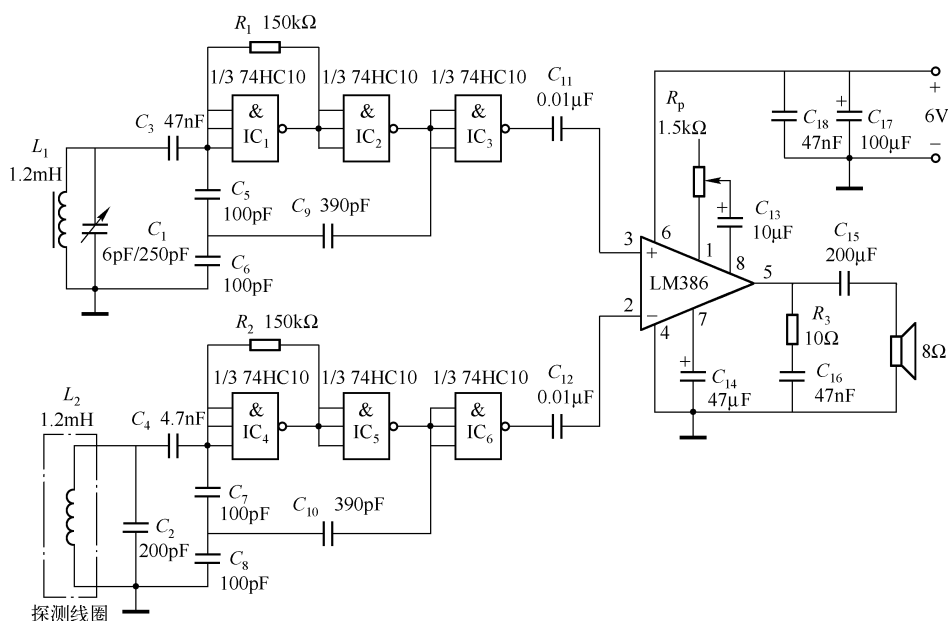


图 30.14 与非门电路组成的金属探测器（一）

第十节 与非门电路组成的金属探测器（二）

由与非门电路组成的金属探测器电路（二）如图 30.15 所示。该电路的基准振荡器由 IC₅、IC₆ 和晶体振荡器组成，当晶体振荡器选定后，电路的振荡频率维持晶振的频率不变。

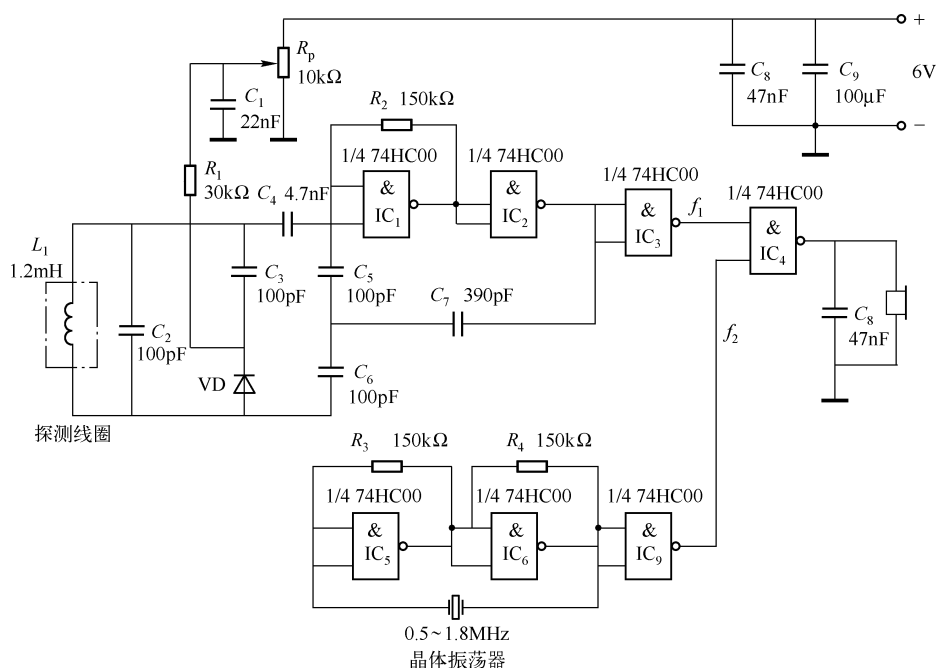


图 30.15 与非门电路组成的金属探测器（二）

IC_1 、 IC_2 与变容二极管 VD、 L_1 、 C_2 、 C_3 等组成自由振荡回路，调节 R_p 就改变了变容二极管 VD 上的偏压，也就改变了 VD 的电容量。 L_1 、 C_2 、 C_3 和 VD 构成的谐振回路的频率也就随之改变。

如果选定 1MHz 晶振，则基准振荡频率 $f_2 = 1\text{MHz}$ 。当探测线圈未接近金属时，用频率计测定自由振荡频率 f_1 ，调节 R_p 使 $f_1 = 1\text{MHz}$ ；当探测线圈 L_1 接近金属时，则 f_1 下降，其差频 $(f_2 - f_1)$ 由闸门 IC_4 检出，高阻耳机发声。

探测线圈的直径为 600mm，线径为 0.45mm，匝数为 30 匝（1.2mH）。可按附录中的式（F16）计算线圈的电感量。

线圈的匝数 $N = 30$ ，直径 $D = 600\text{mm}$ ，长度 $L = 0.45\text{mm} \times 30 = 13.5\text{mm}$ ，则线圈的电感量为

$$\begin{aligned} L &= N^2 D^2 / (1000l + 440D) = 30^2 \times 600^2 \mu\text{H} / (1000 \times 13.5 + 440 \times 600) \\ &= 1168 \mu\text{H} \approx 1.2\text{mH}。 \end{aligned}$$

第十一节 LED 显示金属探测器

一般的金属探测器用耳机检出探测结果，这里介绍一款用 LED 显示探测结果的仪器。LED 显示金属探测器如图 30.16 所示。

IC_{1A} 和 IC_{1B} 及晶体 B 组成 1MHz 石英晶体振荡器， IC_{1C} 、 IC_{1D} 和线圈 L 组成探测线圈振荡器。这两个振荡器的标称振荡频率基本相同，只是在探测到金属时，后者的振荡频率会发生变化。

基波和探测信号在 IC_{4A} 混合后产生差频； IC_3 是一个振荡器，它产生一个大约 500Hz 的信号，经反相送入 IC_2 的电源端 14 脚。探测和显示信号通过 IC_2 及各个与非门合成后送至 IC_6 和 IC_7 以驱动 $LED_1 \sim LED_{10}$ 。

IC_6 为 2×5 进制计数器，用于 10 进制时，须使 Q_A （12）脚和输入端 B（1 脚）在外电路中相连； IC_7 为 4bit 闩锁触发器； IC_8 为 BCD-10 进制译码器，有 4 个输入端和 10 个输出端，它们分别驱动 10 个 LED。

可变电容 C_2 和 C_5 用于频率的微调。在地面无金属的情况下，调节电位器 R_p ，使所有 LED 均不亮，但当探测线圈移至铁磁物质的上方时，发光二极管会顺序发光；如果金属是非铁磁物质时，发光二极管会按反方向顺序发光。

探测线圈用 80 号漆包线（未查出相应的国产线规，可用 0.5mm 左右的漆包线试绕）在 8in（约 20cm）直径的圆槽内绕 80 匝。

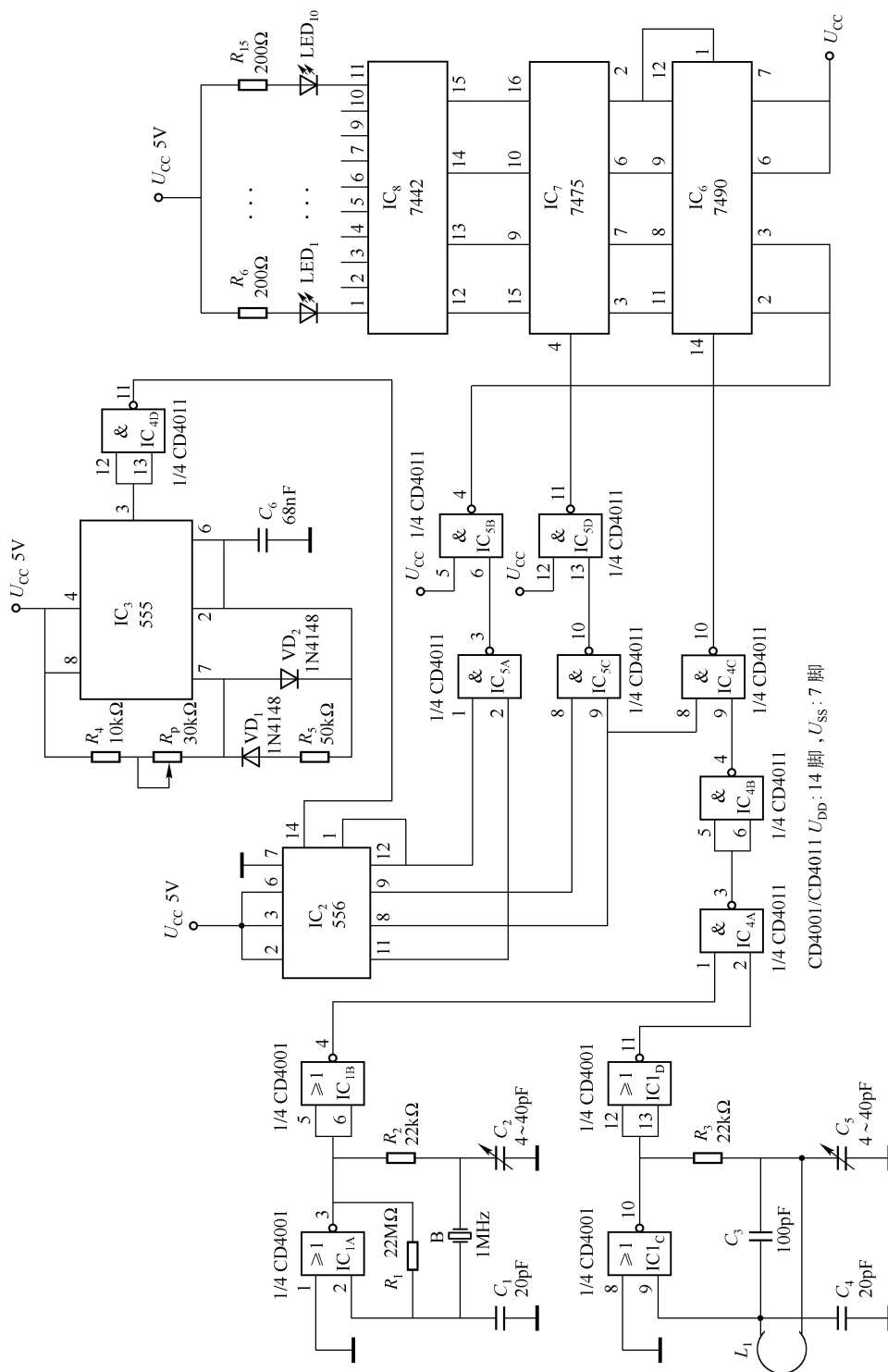


图 30.16 LED 显示金属探测器

第三十一章 恒 流 源

第一节 简单的电压/电流变换电路

一个简单实用的电压/电流变换电路如图 31.1 所示。该电路为一电流负反馈同相放大电路。由于运放 A 的开环放大倍数很高，运放的输入电流很小，可忽略，故 M 点的电位 $U_M = U_- = U_+ = U_i$ ，所以负载电流为

$$I_L \approx \frac{U_i}{R_4}$$

若取 $R_4 = 100\Omega$ ， $U_i = 0 \sim 1V$ ，则 $I_L = 0 \sim 10mA$ 。若要求负电流（ I_L 向上），可选用 PNP 型晶体管。

第二节 最简单的 FET 恒流源电路

1. 最简单的 FET 恒流源

将 FET 的栅、源极短路，即可组成一个最简单的恒流源，如图 31.2（a）所示。

$U_{CC} = 6 \sim 15V$ ，用 K30 管子时，其恒流 $I_o = 4.2mA$ ，基本不受电源电压变化的影响；当 $U_{CC} = 6 \sim 15V$ ，用 3DJ6G 时，其恒流为 $I_o = 8mA$ 。

2. 源极接电阻的 FET 恒流源

源极接电阻 R_p 的 FET 恒流源电路如图 31.2（b）所示。 R_p 用来调节恒流的大小。该电路可作为恒流二极管来用。该电路的特点是，温度系数低，输出阻抗高。

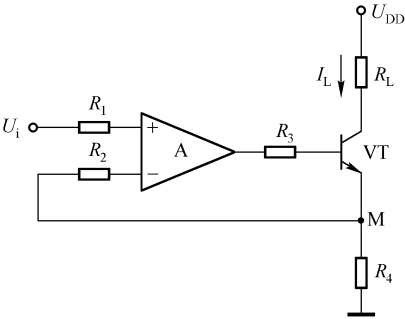


图 31.1 简单的电压/电流变换电路

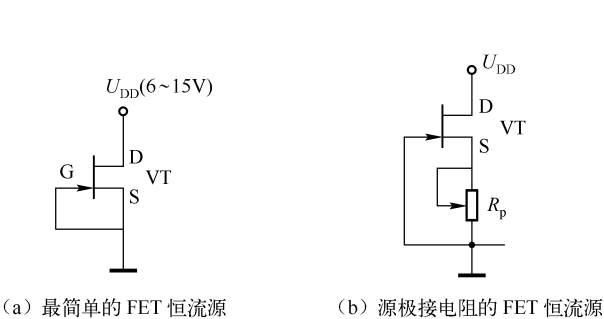


图 31.2 最简单的 FET 恒流源电路

第三节 共源共栅 FET 恒流源

将两个 JFET 连接成共源共栅的恒流源电路, 即将 VT_1 的栅极 G 与 VT_2 的源极 S, VT_1 的源极 S 与 VT_2 的漏极 D 相连, VT_2 的源极电位器 R_p 接地, 如图 31.3 所示, 则可以组成一个优质恒流源电路。 R_p 的作用是调节恒流的大小。

当 VT_1 、 VT_2 用 K30 (日产) 时, 调节 R_p (实为 70Ω) 使恒流 $I_o = 1\text{mA}$, 将电源电压 U_{DD} 在 $3 \sim 15\text{V}$ 之间调节, 恒流一直保持不变, 即该电流不受电源电压变化的影响; 若 VT_1 、 VT_2 用 3DJ6G (国产) 时, 调节 R_p (实为 $3.89\text{k}\Omega$) 使 $I_o = 1\text{mA}$, 再使电源电压 U_{CC} 在 $6 \sim 15\text{V}$ 之间变化, 恒流也保持不变, 也成为一个好的恒流电路。

这种“图腾柱”连接电路, 可把电流源的输出阻抗提高一个数量级以上。

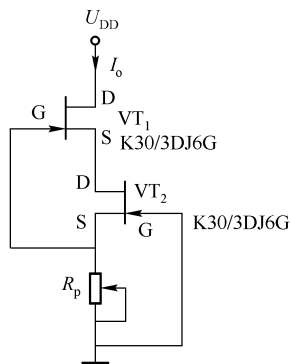


图 31.3 共源共栅 FET 恒流源

第四节 MOSFET 简易恒流源

Si9405 是美国西里科奈克斯公司 (Siliconix Inc.) 生产的 P 沟道增强型 MOSFET 功率管, 它的输出特性如图 31.4 (a) 所示。从图中可以看出, 它有良好的恒流特性, 图中只给出三条输出特性曲线, 可见当 $-U_{DS} = 6 \sim 12\text{V}$ 时, 每条曲线都具有良好的恒流特性, 只是恒流大小不同而已。

$-U_{GS}$ 的大小不同, 其恒流 $-I_D$ 也不同。如果能把 $-U_{GS}$ 控制在 $3 \sim 5\text{V}$, 那么就可以利用改变 $-U_{GS}$ 的方法来调节恒流的大小, 图 31.4 (b) 就是利用这种设想设计的一种简易恒流源电路。该电路用 6V 稳压管来稳定 R_p 两端的电压, 调节 R_p 就可以调节 $-U_{GS}$ 。

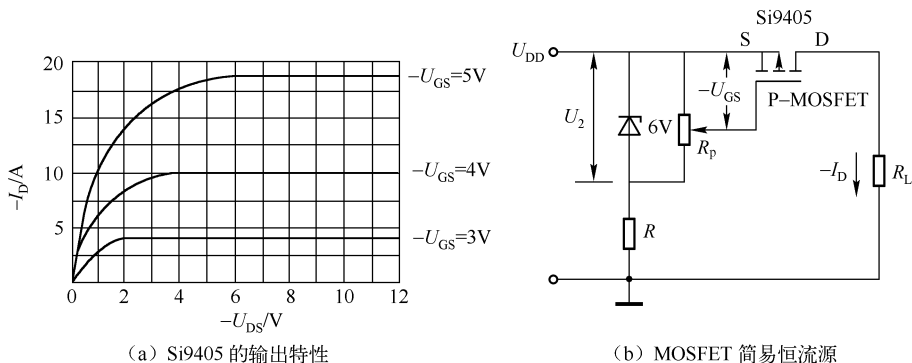


图 31.4 P-MOSFET 的输出特性及其恒流源电路

该电路的缺点是管耗较大, $P_D = (-I_D) \times (-U_{DS})$, 管耗产生的热量使结温升高, 若不采取散热措施, 随着温度的漂移, 恒流性能变差, 甚至烧毁功率 MOSFET。因此, 这种电路

适于输出电流不大，负载电阻变化不大的场合。

第五节 具有电流反馈的恒流源

由 P 沟道增强型 MOSFET、运算放大器和电流检测电阻 R_s 组成的具有电流反馈的恒流源电路如图 31.5 所示。

1. 工作原理

恒流 $-I_D$ 流经 $R_L - R_s$ 支路（流入运放 A 同相端的电流很小，可忽略），在 R_s 上产生的电压即为运放 A 同相端电压 $U_+ = R_s(-I_D)$ ，经 A 放大后直接控制 MOSFET 的栅极 G，即形成电流反馈，使输出电流 $-I_D$ 达到稳定。假定 $-I_D$ 下降，反馈过程如下：

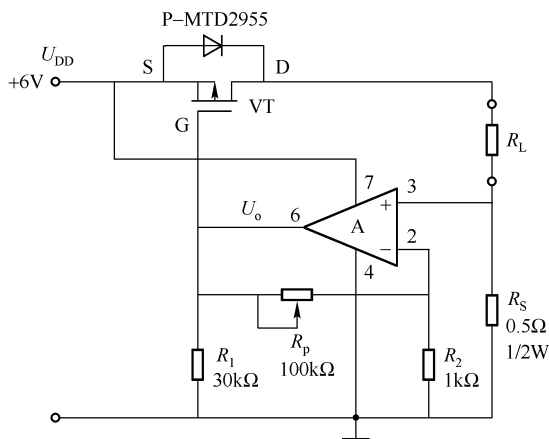
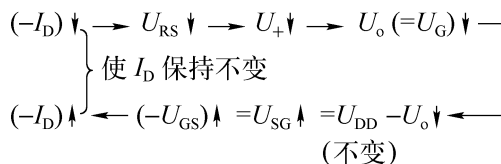


图 31.5 具有电流反馈的恒流源



输出电流 $-I_D$ 的大小由 R_p 调节。A 组成同相放大器，其增益为 $A_F = 1 + R_p/R_2$ 。由 R_p 改变 $-I_D$ 的原理如下： $R_p \uparrow \rightarrow A_F \uparrow \rightarrow U_o \uparrow \rightarrow (-U_{GS}) \uparrow \rightarrow (-I_D) \uparrow$ 。也就是说，欲使 $(-I_D)$ 增大，可减小 R_p 来达到目的，反之亦然。

2. 元器件的选择

① A——选用单片式高输入阻抗运算放大器 CA3140/F3140 或 CA3130/F3130，需单电源供电。

② VT——选用 MTD2955，其主要参数： $-U_{DS} = 60V$ ；最大持续电流 $-I_D = 12A$ ；接通电阻 $R_{DS(ON)} = 0.3\Omega$ ($-I_D = 6A$)；最大功耗 $P_D = 1.75W$ （不加散热片）。MTD2955 有两种封装，一种是 DPAK 封装（贴片式），另一种是 TO-200 封装。后者加散热片可使功耗达 40W，用于大电流场合。建议采用 TO-220 封装。

③ R_p ——选用小型多圈电位器，阻值范围为 $50 \sim 100\text{k}\Omega$ 。

④ R_s ——按 $P = RI_D^2$ 原则选用。例如，欲使 $-I_D = 1\text{A}$ ，可选 $R = 0.5\Omega$ ， $P = 0.5 \times 1^2\text{W} = 0.5\text{W}$ 的金属膜电阻。

⑤ 电源 U_{DD} —— 6V ，必须稳定，而且必须满足输出功率的要求。

3. 电路调试

假定负载电阻 $R_L = 13.5\Omega$ ，需要 200mA 的恒流，将数字电压表（ 20V 挡）接到 R_L 两端， R_L 上的电压 $U_{RL} = 0.2 \times 13.5\text{V} = 2.7\text{V}$ ，调节 R_p 使数字表显示 2.70V 即可。每隔 15min 观测一次，在 1h 内读数基本保持不变，即保持了 200mA 的恒流。

第六节 吸入式电流源

吸入式电流源电路如图 31.6 所示。所谓吸入式电流源就是负载或晶体管从电源吸入电流。

由于运算放大器的偏置电流很小，所以 VT 的集电极电流 I_c 和发射电流 I_e 近似相等，即 $I_c \approx I_e$ ，因此通过负载的电流 $I_L = U_i/R_1$ 保持不变。

值得注意的是，运算放大器的正电源为 $(U_s + U_e)$ ，负电源为 $(U_s - U_e)$ ，正电源与负电源之间的电压是 $(U_s + U_e) - (U_s - U_e) = 2U_e$ ，图 31.6 中的 U_i 应为 U_e ，即正电源与负电源间电压的一半。例如，运算放大器的正电源电压 $U_s + U_e = 13\text{V}$ ，负电源电压 $U_s - U_e = -3\text{V}$ ，那么 $2U_e = 16\text{V}$ ，则 $U_e = 8\text{V}$ ，即应取 $U_i = 8\text{V}$ 。经常应用的情况是，运放的电源为 $+15\text{V}$ 和 -15V ，此时输入电压 $U_i = 15\text{V}$ ，再根据 R_1 的大小来确定恒流 I_L ，但是 I_L 的大小不能超过 VT 的饱和电流。其他运放电源标注 $(U_s + U_e)$ 和 $(U_s - U_e)$ 的情况与此相似。

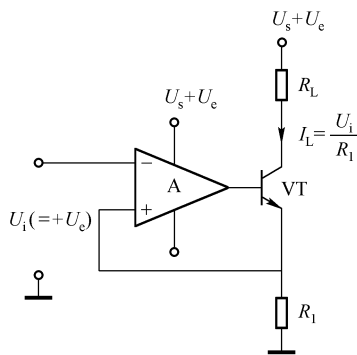


图 31.6 吸入式电流源

第七节 吸入式精密电流源

吸入式精密电流源电路如图 31.7 所示。该电路中的恒流 $I_o = U_i/R_1$ ，负载从正电源吸入电流。

第八节 输出式电流源

图 31.8 所示电路为输出式电流源，即晶体管 VT 向外输出电流，也即经过负载的电流流入负电源 $(U_s - U_e)$ 。

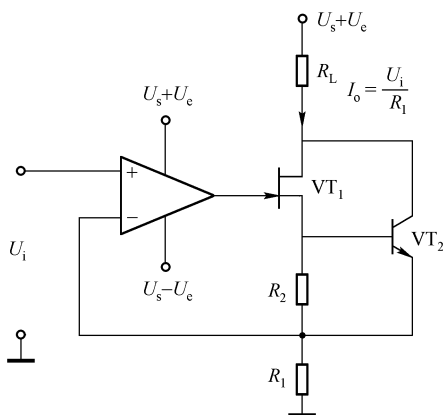


图 31.7 吸入式精密电流源

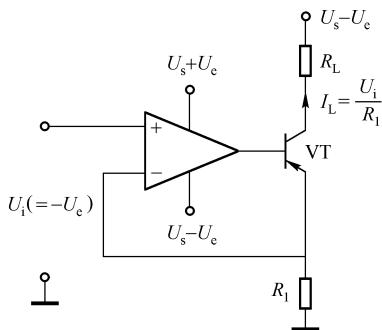


图 31.8 输出式电流源

第九节 恒流充电器

用 VMOS 制作的恒流充电器电路如图 31.9 所示，其输出电流可调，适用于摩托车、电动自行车的电瓶和各种可充电电池。电路输出脉动直流，充电效率高，调准后可保持恒流，输出端不怕短路。空载时，输出端的电压约为 18V。

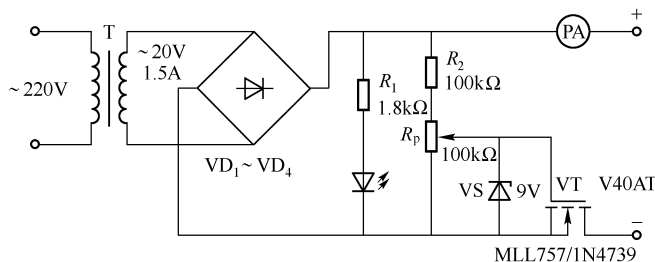


图 31.9 恒流充电器

电路调试与元器件选择方法如下：

① 为保证输出电流的稳定，调节 R_p 使通过稳压管 VS 的电流为 10mA，这样可克服电网电压波动导致输出电流的变化。由于 VMOS 具有很好的恒流特性，经 R_p 调整的输出电流也不随负载的变化而变动。

② 输出回路串接电流表 PA ，并将输出端的正、负极短路，调节 R_p 中心抽头至最上端，使 PA 的示值在 1.5 ~ 2A 之间。若电流偏小，应将 R_2 阻值下调重接；若电流偏大，应加大 R_2 阻值。将 R_p 抽头调至最下端，电流表的读数应为 0，若有输出电流，说明 VT 已损坏。

③ $VD_1 \sim VD_4$ 应选择平均电流在 2 ~ 3A 之间，反压为 50V 的整流二极管，如 2CZ12A (3A, 50V)，或其他符合要求的二极管。

④ VT 可选择 $I_D = 3A$ 的 VMOS，如 MLL757、1N4739、KWP3N35、KWP3N40、V40AT 等。

第三十二章 测试电路

第一节 数字逻辑检测电路

1. 数字逻辑测试器/测试笔

逻辑测试就是测试数字电路中各点的逻辑状态。数字电路有三种逻辑状态：高电平（H，1）、低电平（L，0）和高阻态（悬空）。数字电路的高电平、低电平有一定的规定值，见表 32.1。

表 32.1 TTL 电路、CMOS 电路高、低电平规定值

集成电路类别	输入低电平电压/V	输入高电平电压/V	输出低电平电压/V	输出高电平电压/V	条 件
TTL	0 ~ 0.8	2.0 ~ 5.0	0 ~ 0.5	2.7 ~ 5.0	
CMOS	1.5（最大值）	3.5（最小值）	$U_{OL} \leq U_{SS} + 0.05$	$U_{OH} \geq U_{DD} - 0.05$	$U_{DD} = 5$
	3（最大值）	7（最小值）	$U_{OL} \leq U_{SS} + 0.05$	$U_{OH} \geq U_{DD} - 0.05$	$U_{DD} = 10$
	4（最大值）	11（最小值）	$U_{OL} \leq U_{SS} + 0.05$	$U_{OH} \geq U_{DD} - 0.05$	$U_{DD} = 15$

注：1. U_{DD} 为电源电压， U_{SS} 为零电位。
2. 输入低电平最大值 $U_{IL,max} \approx 0.3U_{DD}$ ；输入高电平最小值 $U_{IH,max} \approx 0.7U_{DD}$ 。

由一只 CMOS 反相器 CD4069 和 LED 组成的逻辑测试笔电路如图 32.1 所示。当被测点的电压 $U_i = 1$ 时， $U_M = 1$ ， VD_2 亮（红）；当 $U_i = 0$ 时， $U_N = 1$ ，亮（绿）。

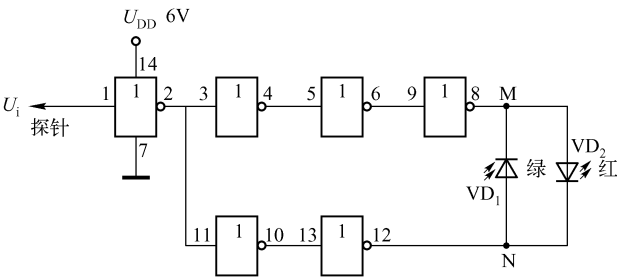


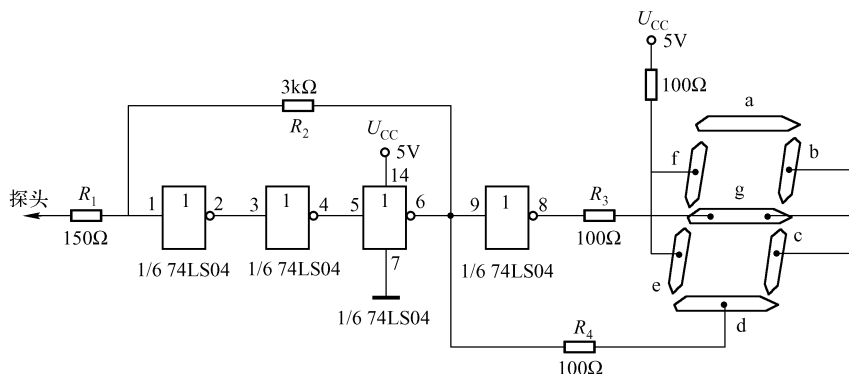
图 32.1 由 CMOS 反相器 4069 组成的逻辑测试笔电路

2. TTL 逻辑测试器

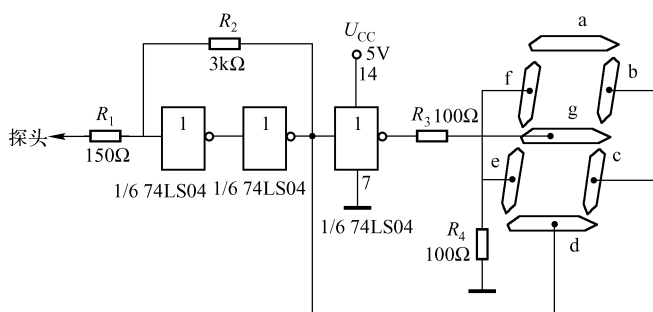
TTL 逻辑测试器电路如图 32.2 所示，可用于 TTL 电路的设计和维修。图（a）所示为共阴极逻辑测试器，接通电源后，数码管即显示 1，表示探头悬空；当探头接触高电平时，数码管显示 H；当探头接触低电平时，数码管显示 L。

该电路的门限电压为 1.11V，即当测试点的电位大于或等于 1.11V 时，显示 H；当测试

点电位小于 1.1V 时, 显示 L。



(a) 共阴极(b~f段内的点为LED的阳极)



(b) 共阳极(b~f段内的点为LED的阴极)

图 32.2 TTL 逻辑测试器

图 (b) 所示为共阳极电路, 其功能与图 (a) 电路完全一样。

集成电路不能用 CMOS 电路 CD4069 代替, 因为用 CD4069 搭成的电路, 接通电源即显示 L (d 段也亮), 这是由于 CD4069 的 1 脚悬空时接近于 0V 所致。

3. 555 定时器组成的逻辑笔

由 555 组成的逻辑笔电路如图 32.3 所示。555 接成斯密特触发器, 利用 LED 是否发光来测试数字电路中的高电平和低电平。

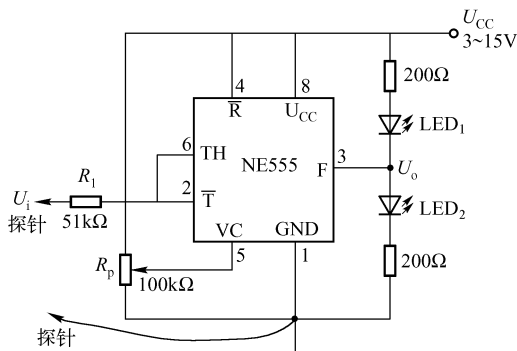


图 32.3 555 定时器组成的逻辑笔电路

U_i 为被测点的电压, 当输入 U_i 为低电平时, 555 置位, 即 $U_o = 1$, LED₂ 发光, 表示低电平状态; 当输入 U_i 为高电平时, $U_o = 0$, LED₁ 亮, 表示高电平状态。

4. 可测试三种逻辑状态的逻辑笔电路

可测试三种逻辑状态 (高电平状态、低电平状态和高阻状态) 的逻辑笔电路如图 32.4 所示。其中, 555 接成多谐振荡器。

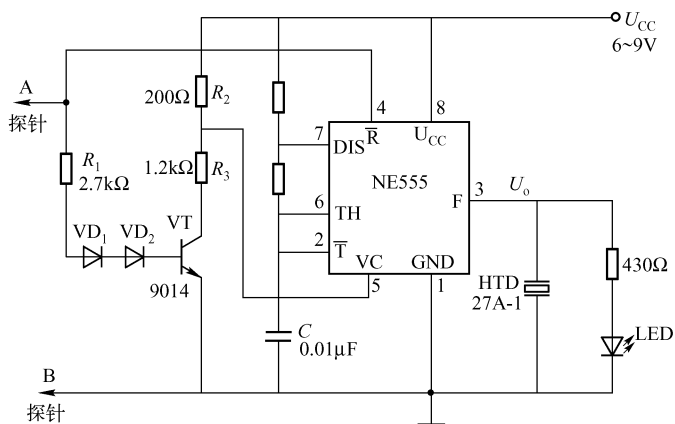


图 32.4 可测试三种逻辑状态的逻辑笔电路

(1) 高阻状态

探针 A 悬空或接数字电路中某高阻点时, VT 无基极电流而截止, 555 的 5 脚电位 $U_{vc} = U_{cc}$, 振荡器被抑制, 不起振, 3 脚输出 $U_o = 1$, LED 亮, 但压电陶瓷片不响, 即有光无声为高阻状态。

(2) 低电平状态

探针 A 测某点为 0 时, 4 脚复位, $U_o = 0$, LED 不亮, 压电陶瓷片无声, 即无光无声为低电平状态。

(3) 高电平状态

探针 A 测某点为 1 时, VT 导通, 5 脚偏离截止电压 U_{cc} , 555 振荡器起振, 3 脚输出约 $f = 1.443 / [(R_4 + 2R_5)C] = 1030\text{Hz}$ 的信号, 压电陶瓷片发声, LED 闪烁, 即有光有声为高电平状态。

5. 音响逻辑指示电路

音响逻辑指示电路 (如图 32.5 所示) 用音响信号指示 TTL 逻辑电平的高低。运算放大器 $\mu\text{A}741$ 开环应用, 作为电压比较器, 具有很高的增益, 用于电平检测。

测试时, 将探针 A 和 B 分别接触 TTL 电路的被测点和地。调节同相端的电位器 R_p , 使 $U_+ = 2.0\text{V}$ (TTL 输入高电平的数值为 $2.0 \sim 5.0\text{V}$), 锁定电位器或用固定电阻 ($94\text{k}\Omega$) 接入同相端。

输入端电位低于 2.0V 时, 运放输出高电平, VT₁ 导通, VT₂、VT₃ 得不到电源供电, 振荡器不振荡, 扬声器不响, 表示被测点的电位为 0 (低电平); 当探针 A 接触高于 2.0V 的

测点时,运放输出低电平,VT₁截止,电源通过VD给VT₂、VT₃供电,扬声器响,表示被测点为1(高电平)。

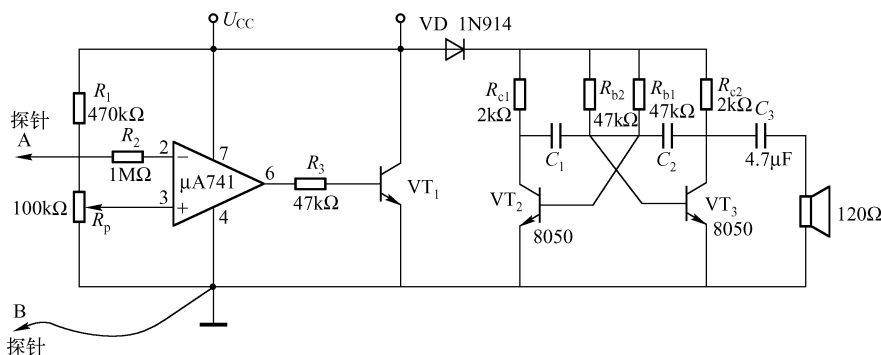


图 32.5 音响逻辑指示电路

电路设计要点如下:

① R_b 的确定。VT₂、VT₃ 组成集 - 基耦合多谐振荡器。为了保证管子 VT₂、VT₃ 的饱和,使得电路振荡,必须使 $R_b < \beta R_c$ ($R_{b1} = R_{b2} = R_b$, $R_{c1} = R_{c2} = R_c$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$), 但 R_b 也不得太小,否则加电时两管都饱和,电路不振荡。本例选 $R_c = 2k\Omega$, $R_b = 47k\Omega$, 满足 $R_b < \beta R_c$ 。

② 振荡频率 $f = 1/(1.4R_bC)$, $C_1 = C_2 = C$, 当 $C = 0.47\mu F$ 时, $f = 31Hz$ (理论计算与实测均为 31Hz); 当 $C = 0.1\mu F$ 时, $f = 152Hz$ (实测为 151Hz)。选用不同的 C 值,扬声器的音调不同。

③ 本电路的扬声器可选择压电陶瓷蜂鸣器或 120Ω 高阻扬声器。若用 8Ω 扬声器需用输出变压器进行阻抗匹配,否则不响。

④ VD 选择开关管,如 1N914 或 2CK84D; VT₁ 选 2N697 或 3DK4B; VT₂、VT₃ 选 8050 或 1N914 等。电源可选用 12V 微型电池。

6. 音响逻辑测试器

音响逻辑测试器由两个电压比较器、高音发生器、低音发生器及功效电路 VT 等组成,如图 32.6 所示。

该电路可用于检测 TTL 或 CMOS 电路,使用时将电源端和地端分别接入被检测 TTL 或 CMOS 电路的电源和地。当输入为高电平时,扬声器发出高音;当输入为低电平时,扬声器发出低音;当输入振荡信号时,扬声器交替发出高、低音。

IC₁、IC₂ 均为电压比较器,当输入电压超过电源电压的 2/3 时,IC₁ 的 $U_+ > U_-$, IC₁ 输出为高电平,高音发生器起振,扬声器发出约 450Hz 的高音;当输入电压低于电源电压的 1/3 时,IC₂ 输出为 1,低音发生器起振,扬声器发出约 220Hz 的低音。

LM339 为四电压比较器,也可用 LM139、LM193 二电压比较器替代。

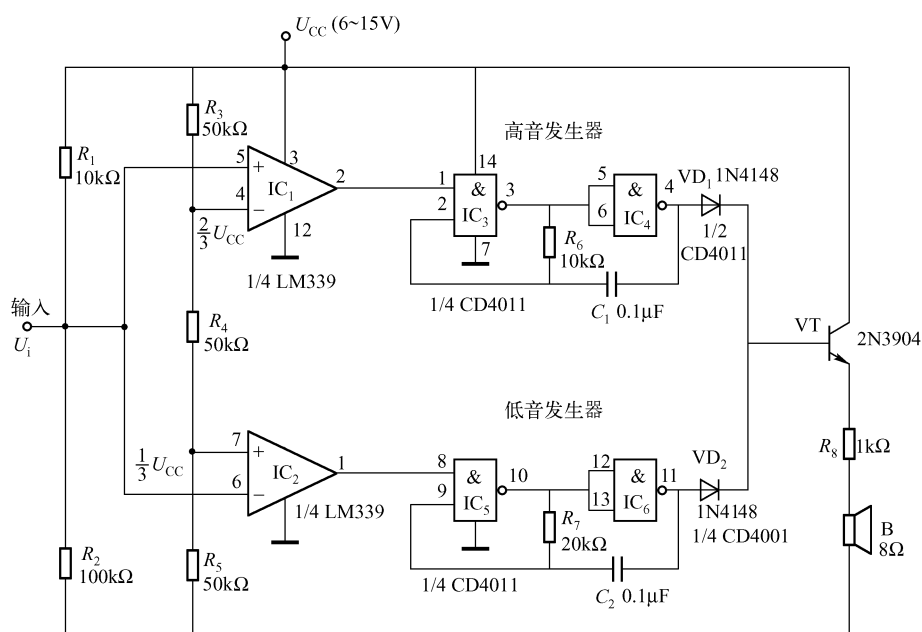


图 32.6 音响逻辑测试器

第二节 通路、短路、微阻检测电路

1. 通路检测器

将 555 接成滞后比较器，便成为通路检测器，如图 32.7 所示。A、B 为探针，当 A、B 开路时，2 脚和 6 脚为高电平（约 8V），3 脚和 7 脚为低电平（3 脚为 9.2mV，7 脚为 160mV）故 LED₁（红）亮；当 A、B 接于电路中的两点时，若 LED₂（绿）发光时，表示 A、B 两点间为通路。实验表明，当 A、B 两点间的等效电阻 $\leq 30\Omega$ 时，LED₂ 亮，视为通路；当 A、B 两点间的等效电阻 $> 30\Omega$ 时，LED₁ 亮，LED₂ 灭，视为开路。

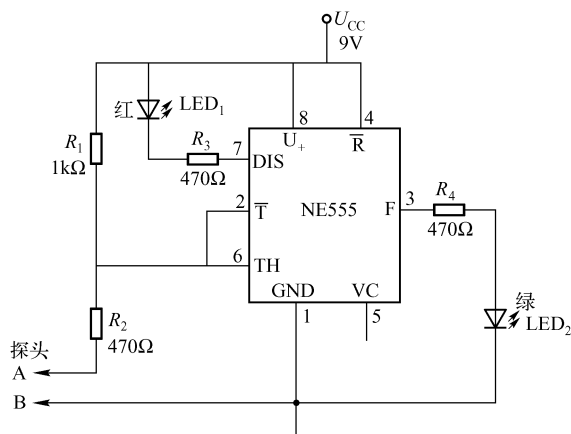


图 32.7 通路检测器

2. 具有测试短路/小电阻值的声光报警电路

由电压比较器、门控振荡器和 LED 显示器组成的具有测试短路/小电阻值的声光报警电路如图 32.8 所示。该电路可用于数字万用表（其电源 2.8V 由 ICL7106 芯片提供）、电路板的测试。

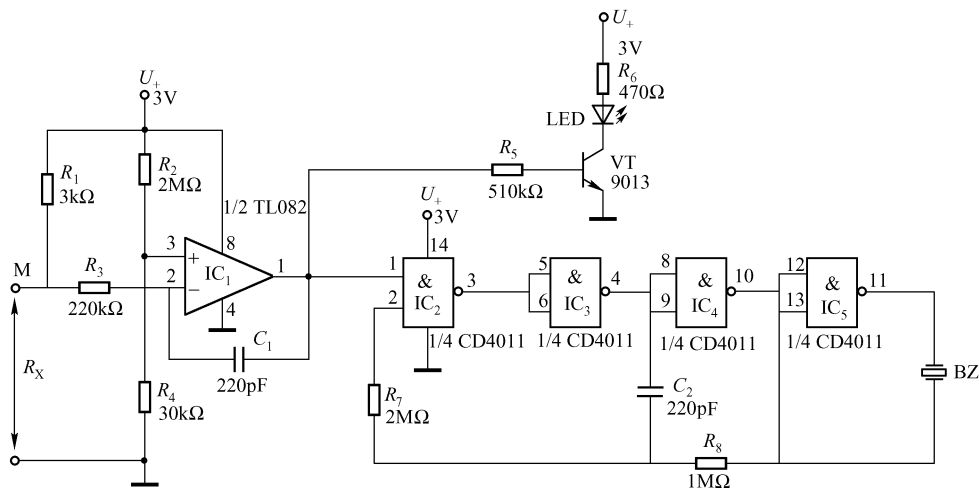


图 32.8 具有测试短路/小阻值的声光报警电路

电压比较器由 TL082 双运放之一组成，其同相端具有 $U_3 = U_+ R_4 / (R_2 + R_4) = 0.044\text{V}$ 的固定电位。当被测电阻 $R_X = \infty$ （开路）时，M 点悬空，故反相端的电位 $U_2 = U_+ = 3\text{V}$ ，因此 $U_3 < U_2$ ，比较器输出低电平，使门控振荡器停振，压电陶瓷蜂鸣器 BZ 不响，同时它又使 VT 截止，LED 不亮；当被测电阻 $R_X \leq 30\Omega$ 时， $U_2 = U_+ R_X / (R_1 + R_X) \leq 0.03\text{V}$ ， $U_3 > U_2$ ，比较器输出高电平，故门控振荡器起振，BZ 发声，同时 VT 导通，LED 亮，产生声、光报警的效果。

R_5 为基极限流电阻； R_6 为 LED 限流电阻， R_6 的计算公式为

$$R_6 = (U_+ - U_F - U_{CE(sat)}) / I_F$$

式中， $U_+ = 3\text{V}$ ； U_F 为 LED 发光时的正向压降，选 $\phi 3\text{mm}$ 的高亮度发光二极管时， $U_F \approx 1.8\text{V}$ ；VT 的饱和压降 $U_{CE(sat)} \approx 0.2\text{V}$ ； I_F 为 LED 的发光电流， $I_F \approx 2\text{mA}$ 。因此， $R_6 = 500\Omega$ ，取标称值 $R_6 = 470\Omega$ 。

IC₂ 为控制门，IC₃ ~ IC₅ 均为反相器使用，当 $U_1 = 1$ 时，振荡器起振，振荡频率 $f \approx 0.455 / (R_8 C_2)$ 。取 $R_8 = 1\text{M}\Omega$ ， $C_2 = 220\text{pF}$ ，则 $f \approx 2\text{kHz}$ 。

适当调整 R_2 、 R_4 的阻值，可改变 IC₁ 的参考电压（ U_3 ），重新设定蜂鸣器发声的阈值。例如，可使 $R_X \leq 20\Omega$ ，BZ 发声的 R_2 、 R_4 值可计算出来。

3. 微阻（m Ω 级）测试器

微阻测试器电路如图 32.9 所示，它和数字万用表配合能测量出 $1\text{m}\Omega \sim 1\Omega$ 的微电阻值。

被测电阻 $R_X = 57\text{m}\Omega$ 通过的电流若为 100mA ，则 R_X 上产生的电压为 5.7mV 。也就是只要保持通过 R_X 的电流为 100mA ，那么用数字万用表的 2V （ 2000mV ）挡测量 R_X 上的电压读数即为 R_X 的毫欧数。

毫欧测量电路用 9V 电源供电, 当开关 S 闭合后, 电池电压便加到稳压器的输入端子上。分压器 $R - R_{p1}$ 使稳压器 GND 端的电压可调, 调节 R_{p1} , 可使稳压器的输出电压严格为 6V; 电位器 R_{p2} 可使通过 R_x 的电流设定为 100mA。 R_{p2} 相对于 R_x 来说是一个相当大的电阻, 因此 R_{p2} 对测量精度的影响很小, 大约在 2% 以内。

电路中 A、B 点上的两个箭头表示香蕉插头, A、B 两点最好用鳄鱼夹, 这样测量方便一些。

电路校准方法: 将 S 闭合, 使 R_{p2} 开路, 调节电位器 R_{p1} 使稳压器的输出电压为 6.000V; 再将 R_{p2} 、两根香蕉插头导线串联一只精确的毫安表, 调节 R_{p2} , 使毫安表的读数为 100mA。这样, 即把两根插头导线的电阻也包括了进去。调节后的 R_{p2} 加上两插头导线的电阻应为 $6.000V/0.1A = 60\Omega$ 。测量 R_x 时不需再减去两导线的电阻。

按照上述的校准方法, R_x 值越小, 其测量误差越小; R_x 值越大, 测量误差越大。若 $R_x = 1\Omega$, 则测量误差为 1.7%, 再考虑到毫安表和数字电压表的误差, 大约为 2% 左右。在要求不高的场合, 基本能满足工程的需要。

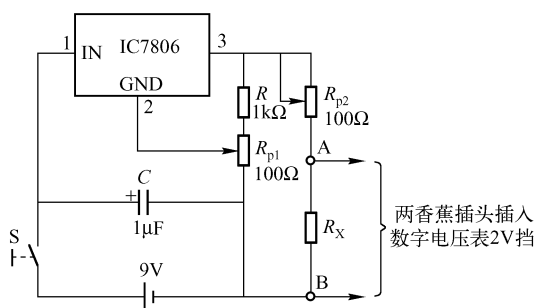


图 32.9 微阻测试器

第三节 电磁感应、磁场检测电路

1. 感应式验电器

感应式验电器电路如图 32.10 所示。该验电器在不接触带电体的情况下能够检测出供电导线、电器设备是否带有高压电, 测试迅速, 安全可靠。当金属感应片靠近带电体时, 扬声器便发声。

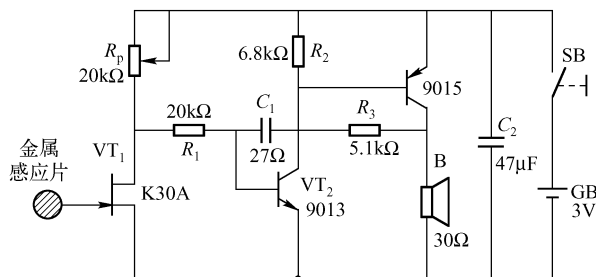


图 32.10 感应式验电路

结型场效应管输入阻抗很高。金属感应片接近带电体时便接收到微弱的电场信号, 使 VT_1 漏-源之间的电阻增大, 其分压值增高, 使漏极电位升高, VT_2 得到适当的偏流而导通, VT_2 和 VT_3 组成的振荡器便开始振荡, 使扬声器发声 (声调低沉)。

元器件的选择原则如下:

① VT_1 选用日产的 K30A 型结型场效应管, 也可用国产 3DJ6 型, 但电路参数需稍加

修改。

② 扬声器选用 $\phi 20\text{mm}$ 、 30Ω 的微型扬声器。

电路需仔细调试, R_p 用于调节灵敏度。操作时, 手离感应片稍远一些。检测 220V 交流带电体, 探测距离最大约 5cm。带电体的电压越高, 探测距离越远。金属感应片的面积大小也会影响探测距离。

2. 电磁感应指示器

电磁感应现象(法拉第电磁感应定律), 即导体(线)切割磁力线, 导体两端将产生感应电动势, 如果将导线或线圈接成闭合回路, 导线或线圈将有感应电流流动。

电磁感应指示器如图 32.11 所示。运算放大器 IC 接成反相放大器, 其闭环增益 $A_v = -R_4/R_1 = -2\text{M}\Omega/200\Omega = -1000$ 。用一段粗导线(或几圈导线)接于 M、N 两点间, 数字万用表的 2V (2000mV) 挡接到电路的输出端, 在导线 MN 上方用永久磁体靠近导线快速横扫时, 万用表将有十几毫伏甚至几十毫伏的显示值。

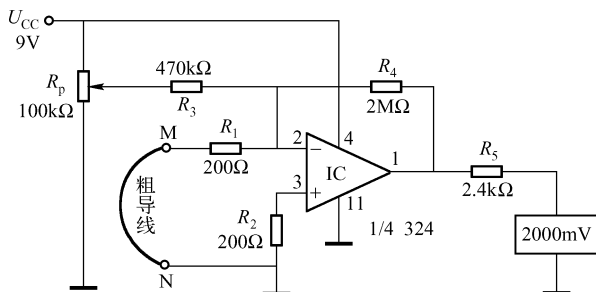


图 32.11 电磁感应指示器

在电子商场可买到带双孔的 $30\text{mm} \times 15\text{mm} \times 3.5\text{mm}$ 永久磁体, 将其固定在木条上, 快速扫切导线, 数字毫伏表显示 31mV, 即为该导线产生的 $3\mu\text{V}$ 电动势。

R_p 用于调零。注意, 用手靠向导线时毫伏表也有显示值。

3. 低频 (50Hz) 磁场计

当交变磁场垂直穿过线圈平面时, 线圈两端产生的感应电动势为

$$e = NB_m S \omega \sin \omega t = E_m \sin \omega t$$

式中, N 为线圈匝数; B_m 为磁感应强度最大值 (T); S 为线圈的面积 (m^2); ω 为交流电的角频率, $\omega = 2\pi f = 100\pi$ 。

感应电动势的最大值为 $E_m = NB_m S \omega$; 探测线圈的灵敏度为 $E_m/B_m = NS\omega$, 单位为 V/T。其意义为, 交变磁场每特斯拉的磁感应强度能产生多少伏的交流电动势或交流电压。

为便于设计, 令灵敏度 $NS\omega = 100\text{T/V} = 100\mu\text{V}/\mu\text{T}$ 。 $NS = 100/\omega = 100/(2\pi f) = 1/\pi$, 即 $N\pi R^2 = 1/\pi$ 。取线圈半径 $R = 0.05\text{m}$, 则 $N = 40.5$ 匝。在半径为 5cm 的圆筒上绕 40.5 匝 $\phi 1\text{mm}$ 的漆包线作为探头。

低频 (50Hz) 磁场计电路如图 32.12 所示, IC_1 为交流放大器, IC_2 为运放精密整流器和峰值保持器 (C_3)。 IC_2 的输出接数字电压表直流 200mV 挡。用 200mV 挡显示满度值为 $200\mu\text{T}$ 的磁场强度, 即 1mV 表示 $1\mu\text{T}$ 。因此, IC_1 的增益应为 $1\text{mV}/100\mu\text{V} = 10$, 即 $A_v = R_2/R_1 = 10$ 。令 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, 则 $R_2 = 10\text{k}\Omega$ 。 R_1 、 R_2 必须选择误差小的电阻。

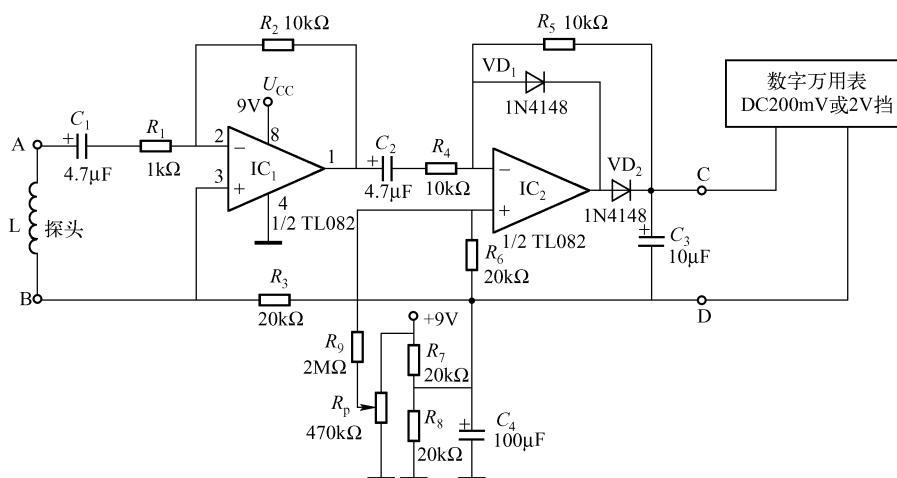


图 32.12 低频 (50Hz) 磁场计电路

经精密整流，在 C_3 上保持峰值，就能在 200mV 挡读取 200 μ T 以下的磁场强度；若超过 200 μ V，需用 DC 2V 挡进行测量。将探头（线圈）接入电路，即可对交流用电设备进行其周围磁场的测量。

电路调试方法：将线圈 L 接到 A、B 两端，数字万用表选 DC 200mV 挡，接到 C、D 两点间，装置远离磁场，调节 R_p 使显示值为 00.0，之后可进行磁场强度测量。

第四节 音频注入、音频检测电路

1. 音频信号注入器

图 32.13 所电路是音频信号注入器，可作为检修音频设备的信号源。使用时，将探针 B 接音频电路的地，将探针 A 由音频电路的后级向前级测试，逐级加入信号，当某一级的输入端加入信号后扬声器不响时，则可判断该级可能有故障。

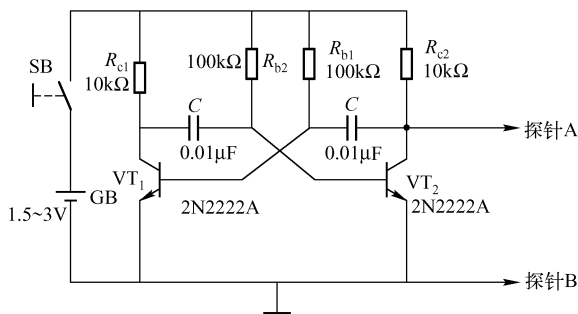


图 32.13 音频信号注入器

该电路是典型的自激多谐振荡器，由图示电路参数计算可得振荡频率 $f = 714\text{Hz}$ ，实测为 $f = 750\text{Hz}$ 。

2. 音频检测电路

LM567 是音频解码电路, 作为解码或选频电路, 其输入端 (3 脚) 的输入电压 $U_i \geq 25\text{mV}$ 时电路才能正常工作, 即当输入频率和 VCO 的中心频 f_0 相等时, 输出才能由平时的 1 变成 0。图 32.14 所示电路就是检测电路是否处于解码或选频状态。

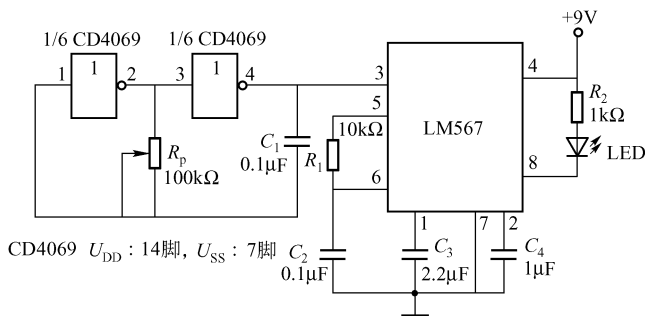


图 32.14 音频检测电路

电路中的 CD4069 组成 RC 振荡器, 振荡频率由 R_p 调节, 调节 R_p , 当振荡频率等于或接近 LM567 内部 VCO 的中心频率时, 8 脚由 1 变成 0, LED 便发光, 说明 LM567 解码或选频成功。

第五节 近程红外检测电路

由 555 红外发射电路和 555 单稳态红外接收电路组成的近程红外检测电路如图 32.15 (a) 所示。电路的最大检测距离可达 40cm, 此电路可用于近距离自动化实时控制、洗手间干手机吹风控制和其他一些近距离控制装置。如果将发射电路和接收电路分离装制, 则可控制相距七八米的设备。

IC₁ 组成红外线发射电路, 它是一个典型的 555 自激振荡器, 振荡频率应由所选定的红外接收头的载波频率来确定。本电路中 IC₁ 的振荡频率为

$$f = 1.443 / [(R_2 + 2R_3) C_2] = 38 \text{ kHz}$$

红外线发射二极管 VD_1 接到 555 的输出端 3 脚, R_4 为限流电阻, 随着 555 的振荡, VD_1 不断地向空间辐射 38kHz 红外光。

IC₃ 为单稳态电路，用负脉冲来触发单稳，在单稳时间内其他的触发脉冲不再起作用。
R₇、C₅ 组成微分电路。

VD₁ 发射的 38kHz 红外光由红外接收头 (IC₂) 接收, IC₂ 便在输出端 3 脚输出一个负脉冲由 IC₃ 接收, IC₃ 电路翻转, 其 3 脚便输出一个准稳态方波, 方波的宽度即单稳延迟时间 $t = 1.1R_6C_6 = 1.1s$ 。可利用这一方波去控制其他设备或电路。

电路设计要点如下:

① 选择红外接收头。本电路选择 HS0038 型红外接收集成电路（俗称接收头），其载波频率为 38kHz，引脚排列如图 32.15（b）所示，1 脚与 2 脚间接 5V 电压，3 脚为输出端。HS0038 没有接收到红外信号时，OUT = 1，接收到红外信号后，OUT = 0，即输出负脉冲。红外接收头还可选择 AT138B、SFH506 - 38 等型号的电 路，它们的载波频率均为 38kHz。IC₁ 发射电路必须设计成 38kHz 振荡器。

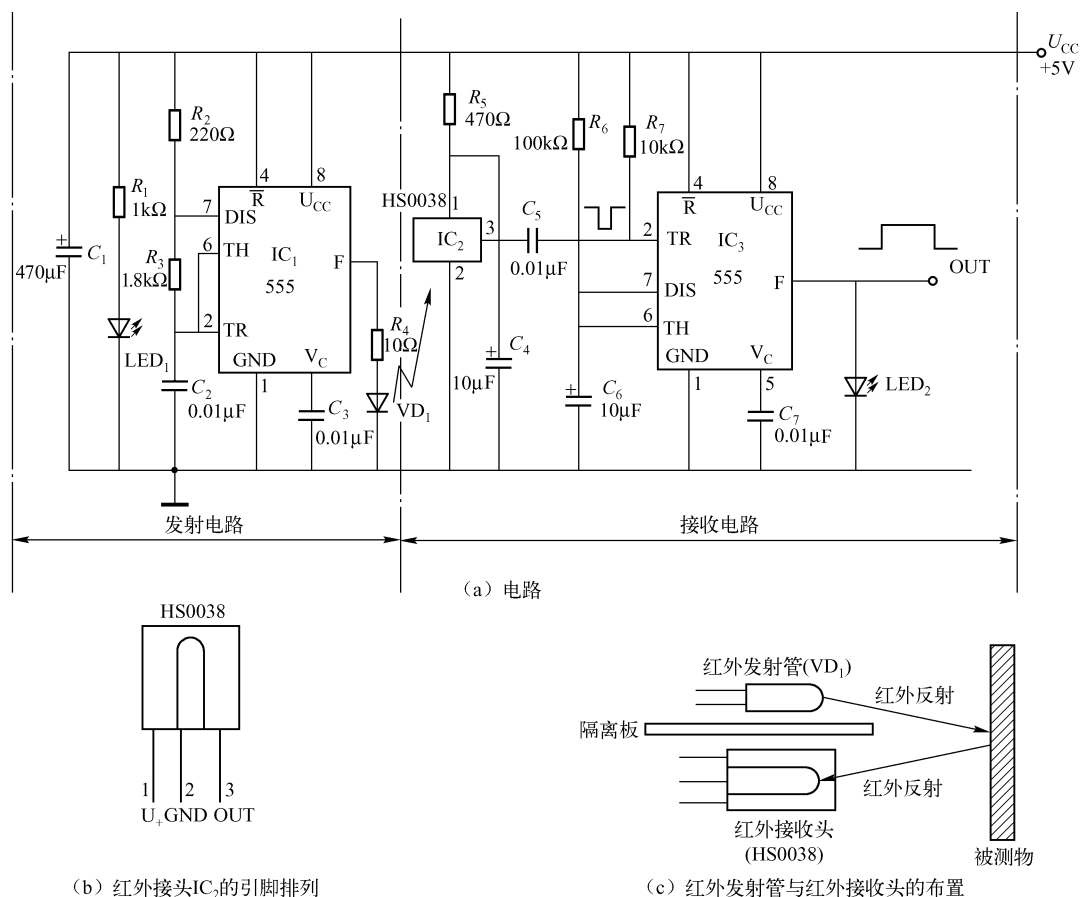


图 32.15 近程红外接收电路

② 红外发射管 VD_1 和红外接收头 IC_2 应方向一致，并行排列，如图 32.15 (c) 所示，其间距最好在 10mm 之内，并在中间加隔离板。当被检测物靠近它们时， VD_1 的红外线被反射回来由 IC_2 接收。

③ R_4 是红外发射管的限流电阻，其阻值越大，发射电流越小。 $R_4 = 10\Omega$ 时，检测距离约 40cm； $R_4 = 20\Omega$ 时，检测距离约 25cm； $R_4 = 30\Omega$ 时，检测距离约 22.5cm。无论如何， R_4 的限流作用不应超过发射管的额定电流。

第六节 模拟电容测量仪

图 32.16 所示为模拟电容测量仪电路，由一块 556 双时基集成电路和几只电阻、电容组成。这个电路可作为模拟万用表的附加电路来测量电容容量，只要将图中的电流表 PA 用万用表的 $100\mu A$ 挡代替即可。

IC_1 是振荡器， IC_2 为触发器。待测电容 C_x 和脉冲调制信号成正比，即和脉冲电压的平均值成正比，因此，电流表 PA 的读数也和 C_x 成线性关系。

S_2 为同轴双刀七掷转换开关，分别置于 1~7 挡时，它们所对应的量程见图中标注。

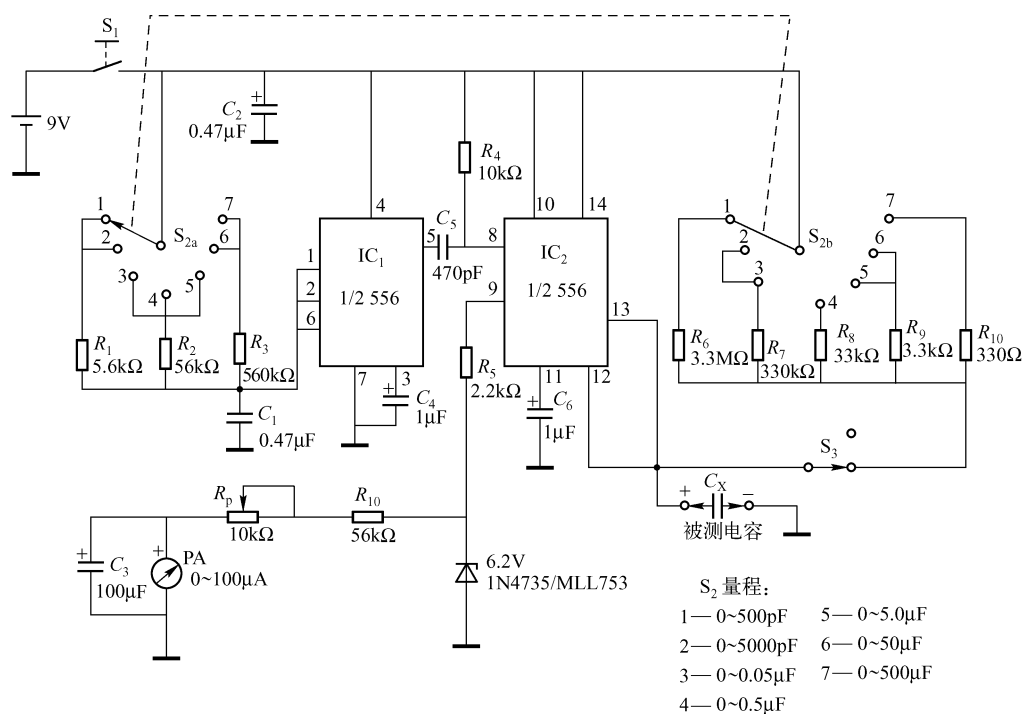


图 32.16 模拟电容测量仪

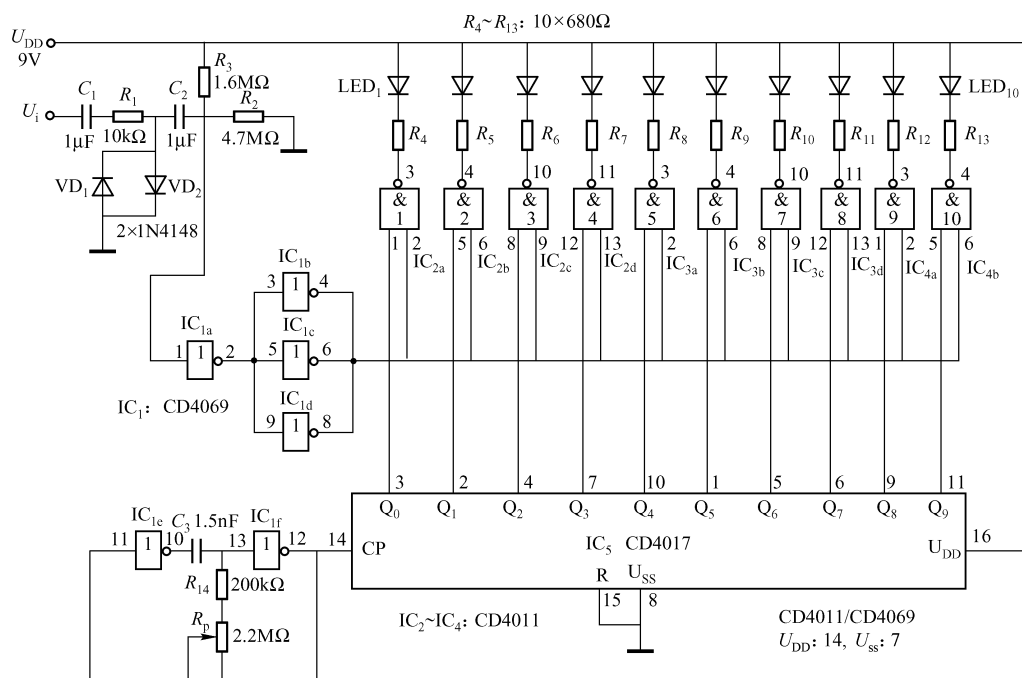
第七节 占空比测试仪

方波信号的脉冲宽度 t_d 与脉冲的周期 T 之比, 即 $D = t_d/T$ 称为占空比。在脉宽调制 (PWM)、LED 驱动 (节能电路) 中常常需要知道 D 的大小。

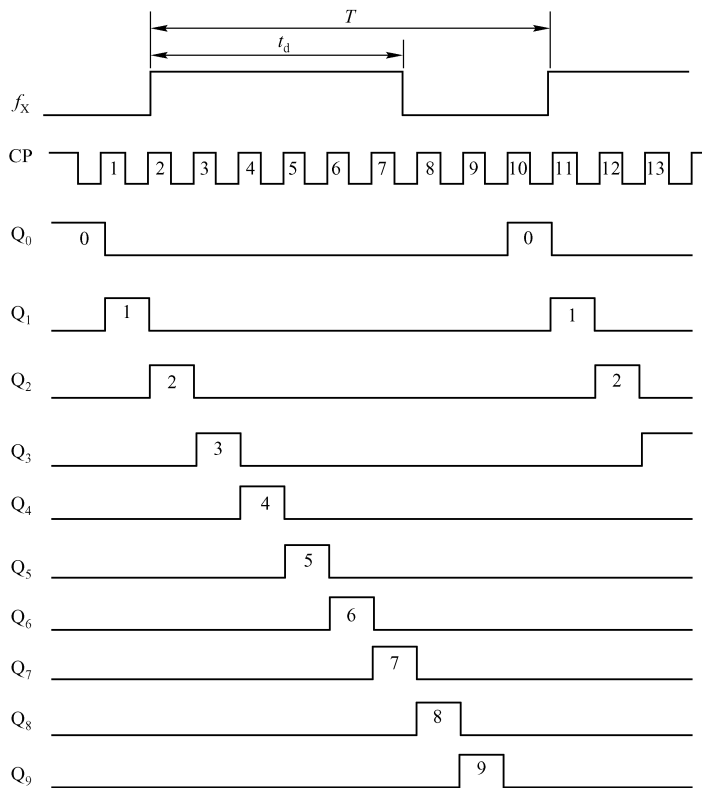
占空比测试仪电路如图 32.17 (a) 所示。VD₁、VD₂、C₁、C₂、R₁~R₃ 构成输入保护电路。VD₁、VD₂ 为输入保护二极管; R₂、R₃ 为偏置电阻; IC_{1a}~IC_{1d} 为整形电路; IC_{1e}、IC_{1f}、C₃、R_p~R₁₄ 组成方波振荡器; IC₅ (CD4017) 作为 10 分频器应用; IC_{2a}~IC_{2d}、IC_{3a}~IC_{3d}、IC_{4a}~IC_{4b} 为与非门电路。

(1) 工作原理

图 32.17 (b) 所示为占空比测试仪的工作波形, f_x 为被测信号频率; f_{CP} 为方波振荡器的输出频率 (输入 CD4017)。假定 f_x 的占空比为 0.7。 f_x 为高电平时, 它对应 f_{CP} 有 7 个高电平方波。经整形的 f_x 接至 10 个与非门的一个输入端, 在 f_x 高电平时间内, IC₅ 有 Q₁、Q₂、…、Q₇ 共 7 个脉冲出现。当 f_{CP} 脉冲出现第一个方波 (CP=1) 时, CD4017 的 Q₁ 也为 1, 则与非门 1 输出为 0, LED₁ 亮。同理, 在 f_x 方波为高电平期间, 对应的 Q₂、Q₃、…、Q₇ 也使与非门 2~7 输出为 0, LED₂~LED₇ 按顺序点亮, 共有 7 个 LED 亮, 则占空比为 0.7。



(a) 电路



(b) 波形

图 32.17 占空比测试仪电路

(2) 调试电路

① 确定方波振荡器的频率范围。调节 R_p 为最大，用频率计测量方波输出频率为 f_{CPmin} ；调节 R_p 为最小，测量方波输出频率为 f_{CPmax} 。方波的频率范围为 $f_{CPmin} \sim f_{CPmax}$ 。

② 确定输入信号的频率范围。 f_x 的频率范围为方波振荡器频率 f_{CP} 的 $1/10$ ，即输入信号的频率范围为 $f_{CPmin} \sim f_{CPmax}/10$ 。只有在此频率范围内，才能进行 D 的测量。

③ 测量 D 的过程中需不断地调节 R_p 。当 $f_x < f_{CP}/10$ 时，LED 依次右移发光（呈流水灯状）；当 $f_x > f_{CP}/10$ 时，LED 依次左移发光（也呈流水状）。“流水”速度越快，表示频率偏差越大。当 R_p 调至某一值时，LED 稳定发光，这时 $f_x = f_{CP}/10$ 。LED 点亮的个数即为占空比 D 的数值。

本电路占空比的精度为 0.1，一般不需要 D 的精确值，它的最大值为 0.9。

R_p 采用大阻值多圈电位器，可使测量范围，即输入信号频率范围加大。

第八节 土壤湿度计

图 32.18 所示电路为一个简单的定性土壤湿度计。探针 A、B 为硬铜丝或钢丝，插入土壤的深度约为 15cm，两探针的间距约为 3cm。当土壤潮湿时，发光二极管 LED 发光；当土壤湿度降低到一定程度后，LED 闪光；湿度更低时 LED 熄灭。

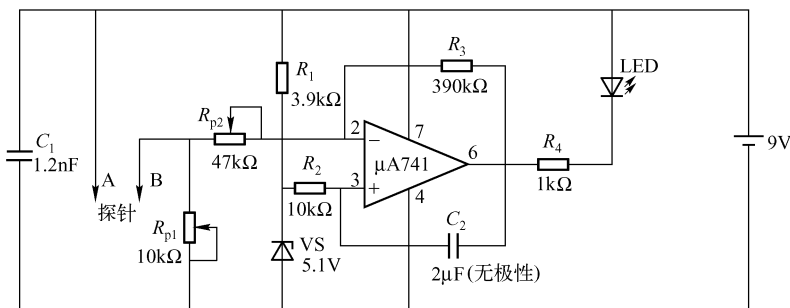


图 32.18 土壤湿度计

电路调试方法：用容器装一些较干燥的土壤，接通电源，将探针插入土壤， R_{p1} 由最大值下调，直至 LED 开始闪光，再调 R_{p2} 使 LED 熄灭即可。

第三十三章 电池监测电路

第一节 电池状态检测器（一）

电池状态检测器（一）电路如图 33.1 所示，它可对单节 1.5V 干电池的电量进行定性检测。将被检测电池接入电路中，如果电量充足，电池两端电压较高，则 LED 闪光的速度快；若电池电压较低，则 LED 闪光的速度变慢；电池电压过低时，LED 不亮。

LED 的闪光速度还和电容 C 的容量有关，对同一电池，电容量越大，闪光越慢；容量越小，闪光越快。如果电容容量过小（ $20\mu\text{F}$ 以下），闪光过快，人眼将分辨不出 LED 的闪动，因此宜选用 $100 \sim 220\mu\text{F}$ 的电容。

第二节 电池状态检测器（二）

由运算放大器 $\mu\text{A}741$ 组成的电池状态检测器（二）电路如图 32.2 所示。这里的运放作为比较器使用，同相端的电压由稳压管固定，即 $U_+ = 5.1\text{V}$ 。

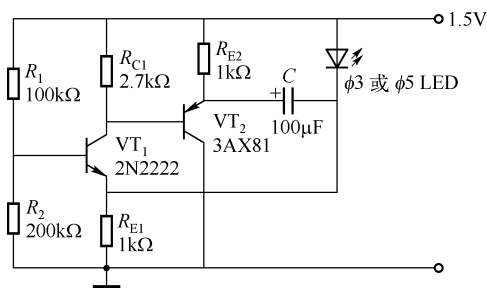


图 33.1 电池状态检测器（一）

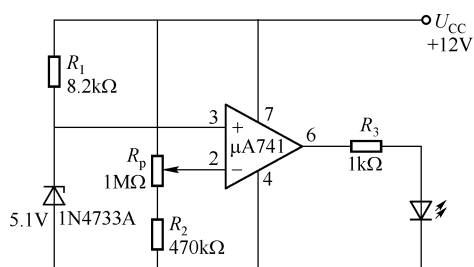


图 33.2 电池状态检测器（二）

调节 R_p 使反相端的电压 U_- 稍大于 U_+ ，即 $U_- > U_+$ ，运放负饱和，LED 不亮；当电源电压下降至 10.2V 以下时， $U_- < U_+$ ，运放正饱和，输出电压约 10V ，LED 亮。

R_4 为限流电阻， $R_4 = (U_o - U_F) / I_{\text{LED}}$ ； U_F 为 LED 的正向压降； I_{LED} 为 LED 的平均电流。若 $U_F = 1.7\text{V}$ ， $I_{\text{LED}} = 8\text{mA}$ ，则 $R_4 = 1\text{k}\Omega$ 。

第三节 电池电压监测器（一）

图 33.3 所示为电池电压监测器（一）电路，适于监测 9V 电池电压下降的场合。当电

池电压下降较小时,稳压管 VS 导通,晶体管 VT_1 导通, VT_2 截止,LED 不亮;当电池电压下降至 6.8V 时,VS 截止, VT_1 截止, VT_2 导通,LED 亮,此时表明,该换新电池或该给电池(可充电电池)充电了。

对于不同电池电压,可选择不同的稳压值的稳压管。

电路缺点是功耗较大,电源电流达 2.5mA。

第四节 电池电压监测器(二)

电池电压监测器(二)电路如图 33.4 所示。此电路性能优良,耗电量少,当电池电压未下降或下降幅度较小时,LED 不亮,此时的电源电流仅为 $240\mu\text{A}$;当电池电压下降至 7V 以下,LED 亮,此时的电源电流为 1.9mA。因此,该电路适于对 9V 干电池电压的监测。

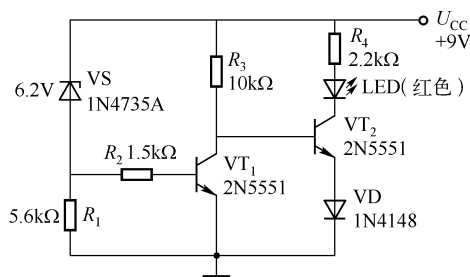


图 33.3 电池电压监测器(一)

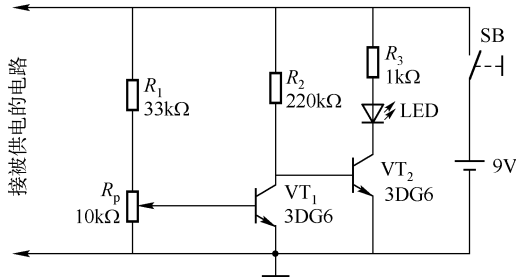


图 33.4 电池电压监测器(二)

电路调试方法:选定所需要额定电压的电池(如 9V)后,调节电位器 R_p ,令 VT_1 导通,刚好使 LED 熄灭,再下调供电的稳压电源电压,直至使 LED 发光,此时电源电压约为 7V。也就是说,当 9V 电池电压下降至 7V 以下时,LED 亮,提醒注意电池的状态。采用这样的调试方法,可实现对 15V、18V、24V 等电池的监测。

第五节 电池降压闪光指示器

电池降压闪光指示器电路如图 33.5 所示。这是一个实用、直观的电池降压监测装置电路。经常使用的有 24V、18V、15V、12V、9V 和 6V 电池。

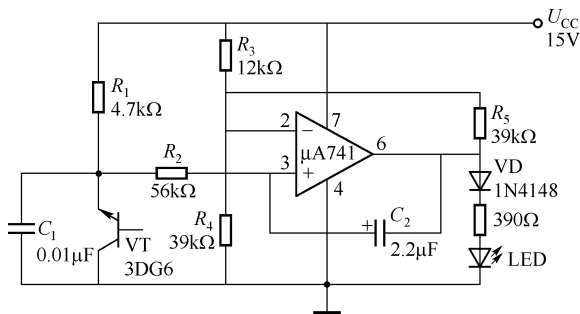


图 33.5 电池降压闪光指示器

下面分两种情况介绍：

① 当电池额定电压 $U_{CC} = 15.0\text{V}$, $R_3 = 12\text{k}\Omega$ 时, 电池电压下降至 $U_{CC} = 12\text{V}$ 时, LED 闪光; 当电池电压降至 $U_{CC} = 10\text{V}$ 时, LED 常亮。

② 当电池额定电压 $U_{CC} = 12.0\text{V}$, $R_3 = 6.2\text{k}\Omega$ 时, 电压电压降至 $U_{CC} = 10.0\text{V}$ 时, LED 闪光; 当电池电压降至 $U_{CC} = 9\text{V}$ 时, LED 常亮。

电路设计方法: 电池额定电压 U_{CC} 已经选定, 如 $U_{CC} = 12.0\text{V}$, 欲使 $U_{CC} = 10.0\text{V}$ 时, LED 闪光报警, 可用 $100\text{k}\Omega$ 多圈电位器 R_p (图中未画) 取代 R_3 。调节稳压电源输出为 10V , 并调节 R_p 直至 LED 闪亮为止, 取下 R_p 测量其电阻值。本例 $R_p = 6.16\text{k}\Omega$, 用 $R_3 = 6.2\text{k}\Omega$ 标称电阻接入电路, 再下调稳压电源电压, 调至 LED 常亮为止。当 $U_{CC} = 9.0\text{V}$ 时, LED 常亮。

此电路可用于汽车蓄电池的监测, 当 12V 蓄电池电压下降至 10.0V 时, LED 闪亮; 当蓄电池电压下降至 9.0V 时, LED 常亮, 提醒司机给蓄电池充电。

第六节 供电电池欠电压指示器

图 33.6 所示供电电池欠电压指示器, 可用于 15V 供电电池的欠电压监测。当电池电压下降至约 12V 时, 发光二极管 LED 亮, 指示出电池电压下降的程度。

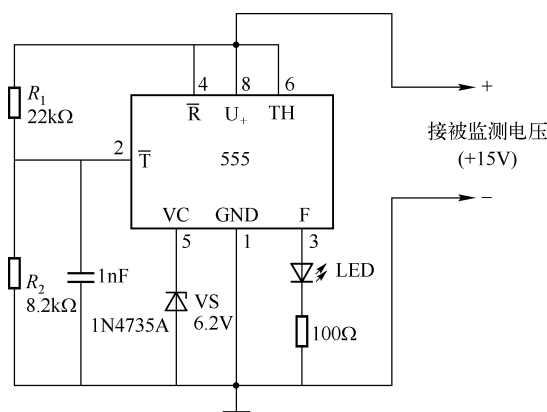


图 33.6 供电电池欠电压指示器

第七节 车用 LED 电压表

图 33.7 所示车用 LED 电压表电路可用于汽车蓄电池电压的监测, 蓄电池电压越高, LED 条就越长 (高)。测量电压范围为 $9 \sim 12\text{V}$, 步进为 0.5V 。当所有的 LED 均亮时, 表示电池电压为 12V 或稍高于 12V ; 当蓄电池电压下降至 11.5V 时, $\text{LED}_1 \sim \text{LED}_6$ 亮; 电压下降至 9V 时, 只有 LED_1 亮。

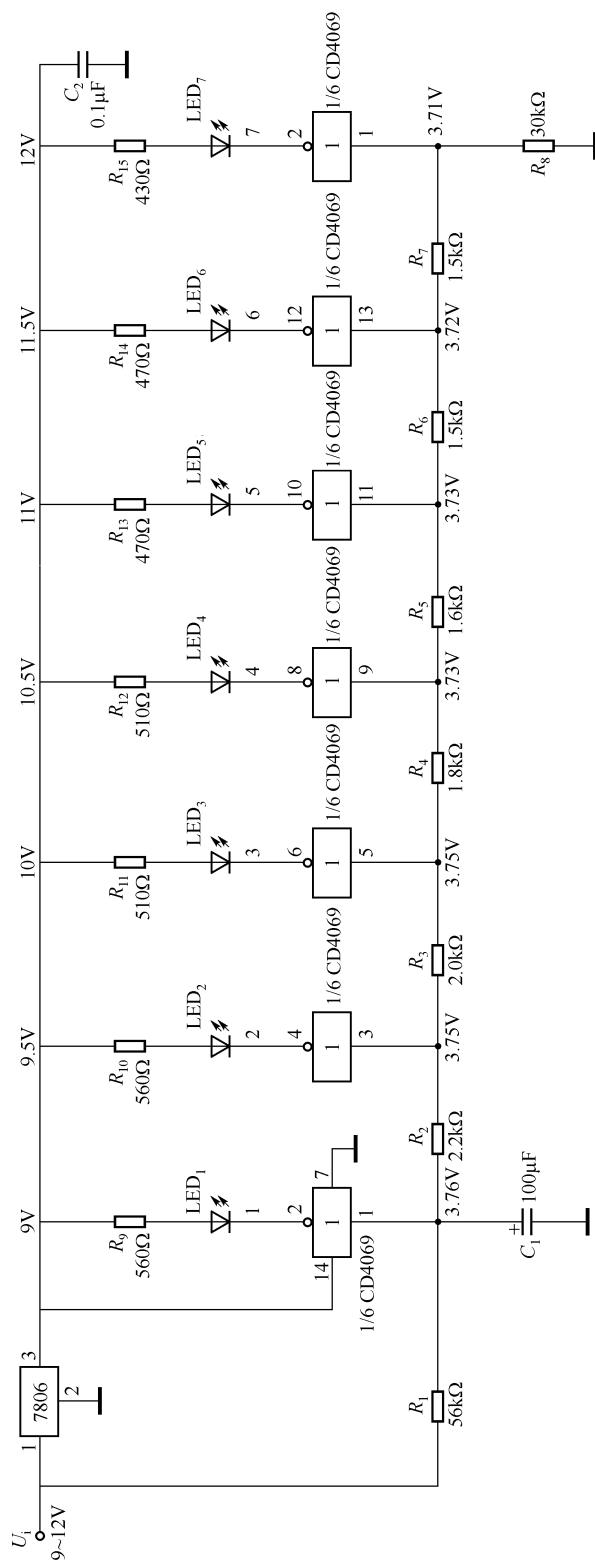


图 33.7 车用 LED 电压表

电路设计方法如下:

令 $\sum_{i=2}^8 R_i = 98\text{k}\Omega$, 根据分压原理来计算 $R_8 \sim R_2$ 各电阻值。实测反相器 CD4069 的转换电平 $U_{\text{TR}} = 3.73\text{V}$, 即当非门的输入电压高于 3.73V 时, 其输出为 0, 相应的 LED 亮。现取 $U_{\text{TR}} = 3.8\text{V}$ 。

输入电压 $U_i = 12\text{V}$ 时, R_8 的分压值为 $12\text{V} \times R_8 / 98\text{k}\Omega = 3.8\text{V}$, $R_8 = 31\text{k}\Omega$ 。

$U_i = 11.5\text{V}$ 时, $11.5\text{V} \times (R_7 + 31\text{k}\Omega) / 98\text{k}\Omega = 3.8\text{V}$, $R_7 = 1.38\text{k}\Omega$ 。

$U_i = 11\text{V}$ 时, 由 $11\text{V} \times (R_6 + 1.38\text{k}\Omega + 31\text{k}\Omega) / 98\text{k}\Omega$ 得 $R_6 = 1.47\text{k}\Omega$ 。

$U_i = 10.5\text{V}$ 时, 由 $10.5\text{V} \times (R_5 + 1.38\text{k}\Omega + 1.47\text{k}\Omega + 31\text{k}\Omega) / 98\text{k}\Omega$ 得 $R_5 = 1.62\text{k}\Omega$ 。

同理可得, $R_4 = 1.77\text{k}\Omega$, $R_3 = 1.96\text{k}\Omega$ 。

$U_i = 9\text{V}$ 时, $9\text{V} \times (R_2 + 1.96\text{k}\Omega + 1.77\text{k}\Omega + 1.62\text{k}\Omega + 1.38\text{k}\Omega + 31\text{k}\Omega) / 98\text{k}\Omega = 3.8\text{V}$, $R_2 = 2.16\text{k}\Omega$ 。

各电阻取标称值, 即 $R_8 = 30\text{k}\Omega$, $R_7 = 1.5\text{k}\Omega$, $R_6 = 1.5\text{k}\Omega$, $R_5 = 1.6\text{k}\Omega$, $R_4 = 1.8\text{k}\Omega$, $R_3 = 2\text{k}\Omega$, $R_2 = 2.2\text{k}\Omega$ 。 $R_1 = 98\text{k}\Omega - \sum_{i=2}^7 R_i - 31\text{k}\Omega = 98\text{k}\Omega - 10.36\text{k}\Omega - 31\text{k}\Omega = 56.64\text{k}\Omega$, 取

标称值 $R_1 = 56\text{k}\Omega$ 。各电阻值标于图 33.7 上。实际值 $\sum_{i=1}^8 R_i = 96.6\text{k}\Omega$, 满足要求。

$R_9 \sim R_{15}$ 为 LED 限流电阻; R_1 、 C_1 为低频滤波器 (C_1 两端的直流电压为 5.0V)。

根据这一思路, 可以设计成 $9 \sim 15\text{V}$ 、步进为 0.5V (或 1V) 的 LED 电压表。

第八节 MC34161/MC33161 电压监测器应用电路

MC34161/MC33161 是电压监测集成电路, 两型号的功能相同, 只是温度范围不同, MC34161D/34161P 温度范围为 $0 \sim +70^\circ\text{C}$; MC33161D/33161P 温度范围为 $-40 \sim +85^\circ\text{C}$ 。

MC34161/33161 可用于各种电子产品, 特别适用于以电池为电源的便携式电子产品, 车、船蓄电池的电压监测, 可检测正电压或负电压的过电压、欠电压, 上、下限电压。

1. MC34161/33161 的电路组成、引脚功能、模式选择端的真值表

(1) 电路组成

MC34161/33161 由两个通道比较器输入级、参考电压源、模式选择电路、两个通道比较器、异或门及输出级等组成, 如图 33.8 所示。输出为集电极开路输出端, 这给应用带来方便。

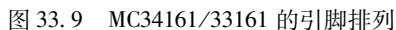
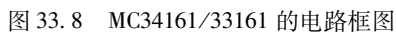
(2) 引脚功能

MC34161/33161 的引脚排列如图 33.9 所示。

U_{REF} (1 脚) 为基准电压端; U_{i1} (2 脚)、 U_{i2} (3 脚) 为两个电压输入端; GND (4 脚) 为地; U_{o1} (6 脚) 对应于 U_{i1} 的电压输出端; U_{o2} (5 脚) 对应于 U_{i2} 的电压输出端; MS (7 脚) 为模式选择端; U_{CC} (8 脚) 为电源端。

(3) MS 的真值表

MS 可接 GND、 U_{REF} 和 U_{CC} ($>2\text{V}$) 三个端子, 其选择模式见表 33.1。



MS 模式选择	U _{i1}	U _{o1}	U _{i2}	U _{o2}	注
GND	0 1	0 1	0 1	0 1	1、2 通道不反转
U _{REF}	0 1	0 1	0 1	1 0	1 通道不反转， 2 通道反转
U _{CC} (>3V)	0 1	1 0	0 1	1 0	1、2 通道均反转

设计应用电路时，需知电路极限参数，超过极限参数将损坏器件。MC34161/33161 的极限参数见表 33.2。

表 33.2 MC34161/33161 的极限参数

符 号	数 值	单 位	意 义	备 注
U_{CC}	40	V	电源电压	
U_i	-1.0 ~ 40	V	比较器输入电压	
I_{sinK}	20	mA	比较器吸收电流	
P_D	800	mW	功耗	型号后缀为 P
R_{QJA}	100	℃/W	热阻	型号后缀为 P
P_D	450	mW	功耗	型号后缀为 D
R_{QJA}	178	℃/W	热阻	型号后缀为 D
T_j	+150	℃	结温	

3. 应用电路

(1) MC34161/33161 的工作原理电路（过电压检测）

MC34161/33161 的工作原理电路如图 33.10 所示，电源电压 $U_{CC} = 5V$ ，设定被监测电压 $U_s = 10V$ ，要求过电压检测，即 $U_s > 10V$ 时电路报警。 R_1 、 R_2 组成 U_s 的分压器，当 $U_s > 10V$ 时，2 脚上的分压值大于 1.27V，由图 33.8 可见，比较器 A_3 输出为 0，比较器 A_1 输出为 1，异或门输出为 1，VT₁ 导通，LED 亮为光报警。

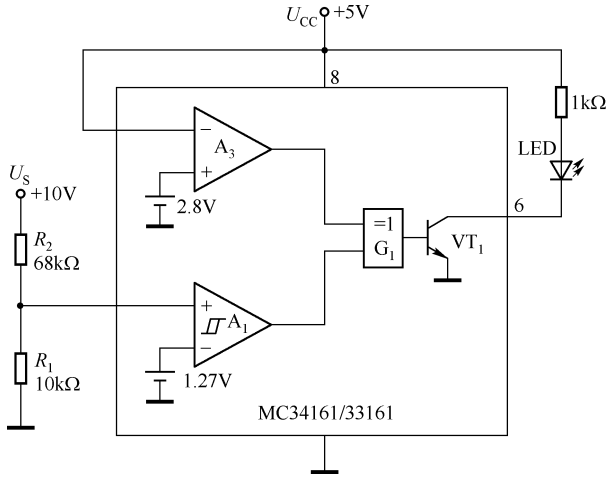


图 33.10 MC34161/33161 工作原理电路

U_s 与 R_1 、 R_2 及阈值电压 U_{th} 之间的关系为： $U_s / (R_1 + R_2) = U_{th} / R_1$ 。故令 $R_1 = 10k\Omega$ ，集成电路给定 $U_{th} = 1.27V$ ，则

$$R_2 = (U_s / U_{th} - 1) R_1 = 6.87k\Omega$$

选用标称电阻 $R_2 = 6.8k\Omega$ 。

(2) 双正电压过电压检测电路

被监测的两个正电压分别为 U_{s1} 和 U_{s2} ，其过电压检测电路如图 33.11 所示，其原理、设计同前面的工作原理电路。

(3) 双正电压欠电压检测电路

双正电压欠电压检测电路如图 33.12 所示, 芯片的 7 脚接地。

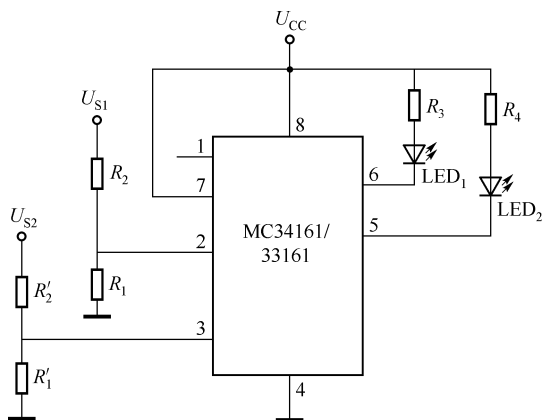


图 33.11 双正电压过电压检测电路

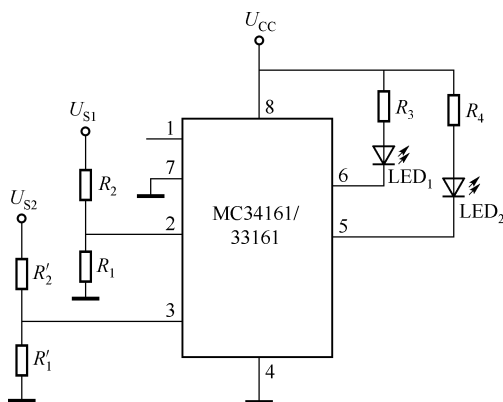


图 33.12 双正电压欠电压检测电路

当 MS (7 脚) 接地时, 由图 33.8 可知 A_3 、 A_4 均输出为 1; 当 A_1 的 2 脚上分压值电压 $U_1 < 1.27V$ 时, A_1 的输出为 0, 异或门 G_1 的两个输入端仅一个为 1, 故 G_1 的输出为 1, 内部的 VT_1 导通, 故 LED_1 亮。同理, 当 U_{S2} 欠电压时, LED_2 亮, 实现了光报警。

电路设计方法如下:

① 设第一个被监测的电压初始值为 12V, 当 U_S 下降至 9V 时报警。

令 $R_1 = 10k\Omega$, 由 $U_S / (R_1 + R_2) = U_{th} / R_1$ 得

$$R_2 = (U_S / U_{th} - 1) R_1 = (9V / 1.27V - 1) \times 10k\Omega = 60.1k\Omega$$

取标称值 $R_2 = 62k\Omega$ 。

检验: 2 脚的实际电压值为 $9V \times 10 / (62 + 10) = 1.25V < 1.27V$, 设计可行。

② 设第二个被监测电压的被始值为 24V, 当电压下降至 20V, 即 $U_S = 20V$ 时报警。

令 $R_1 = 10k\Omega$, 则

$$R_2 = (U_S / U_{th} - 1) R_1 = (20V / 1.27V - 1) \times 10k\Omega = 147.5k\Omega$$

取标称值 $R_2 = 150k\Omega$ 。

检验: 3 脚的实际电压值为 $20V \times 10 / (150 + 10) = 1.25V < 1.27V$, 设计可行。

该电路可用于车、船蓄电池电压监测。

(4) 蜂鸣器报警电路

图 33.13 所示的两个电路为蜂鸣器报警电路。前面几个电路均采用 LED 点亮时报警。本电路的输入部分同前述电路。图 (a) 为声报警电路, 图 (b) 为声光报警电路。图 (a) 中的 R_1 、 R_2 为基极电阻, 其 6 脚电位接近于地, 因此图 (a) 为一个单管放大器, 可取 $R_1 = 62k\Omega$, $R_2 = 6.8k\Omega$ 。当 VT 导通时, 蜂鸣器的正极接正电源, 负极接地, 因此蜂鸣器响。图 (b) 的 R_1 为 LED 的限流电阻, $R_1 = (U_{CC} - U_F - U_{CE}) / I_{LED}$, U_F 为 LED 的正向压降, U_{CE} 为 VT 导通时的集 - 射压降, 约为 0.2 ~ 0.3V; R_2 为外接 VT 的集电极电阻, 可取 R_2 为 3k Ω 。

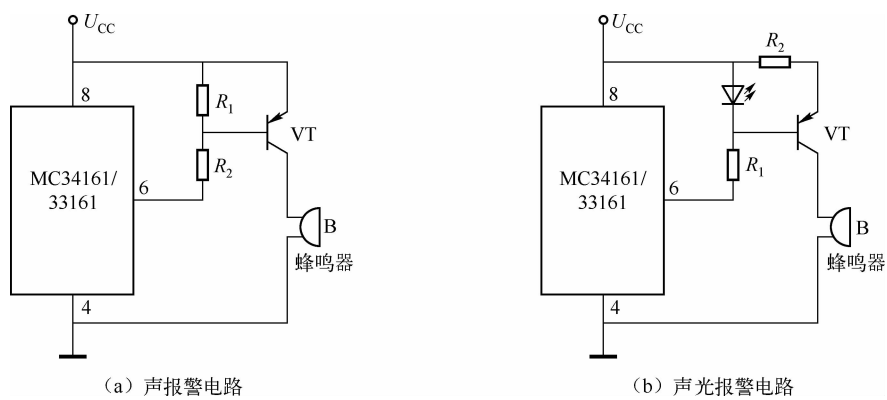


图 33.13 蜂鸣器报警电路

第三十四章 报警电路

第一节 下雨、洪水、水位报警电路

1. 洪水报警器

制作一个廉价的洪水报警器进行水灾报警以便采取相应的措施，避免生命财产受到损失。

洪水报警器由两个脉冲键控振荡器组成，如图 34.1 所示。

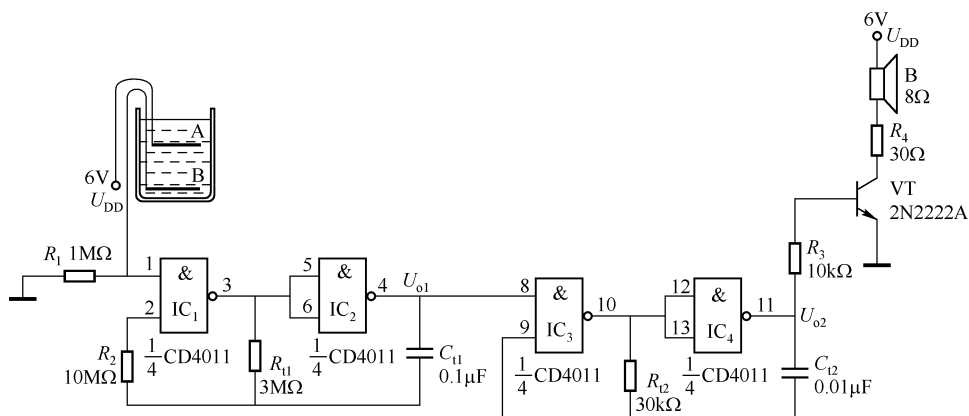


图 34.1 洪水报警器电路

不下雨或下小雨时，1 脚通过 R_1 接地，电路停振；下大雨水位上升至探针 A 时，1 脚变成 1，电路振荡，扬声器发出尖锐的声响。

与非门 IC_1 和 IC_2 组成一个由 1 脚电平（1 和 0）控制的多谐振荡器，当 1 脚电位为低电平时，电路停振；当 1 脚为高电平（发生洪水）时，振荡器起振。这就是所谓的“脉冲键控”。该振荡器的振荡频率 $f_{o1} = 1/(2 \cdot 2R_{11}C_{11})$ ，实测 $f_{o1} = 1.1\text{Hz}$ 。

IC_3 和 IC_4 组成另一个键控电路，控制端为 8 脚，当 IC_1 的输出 $U_{o1} = 1$ 时，电路振荡；当 $U_{o1} = 0$ 时电路停振。电路的振荡频率 $f_{o2} = 1/(2 \cdot 2R_{12}C_{12})$ ，实测 $f_{o2} \approx 1.87\text{kHz}$ 。

探针用较坚挺的单股电线制作。探针 A 接电源 U_{DD} ，探针 B 接 1 脚并放置于容器的底部，探针 A 放置在容器上方。

2. 单管洪水报警电路

单管洪水报警电路如图 34.2 所示。探针 A、B 可用稍粗一点的导线制作。探针 A、B 放置于容器的某一位置，当雨量达到 A、B 位置时，即为发生洪水。此时继电器 K 吸合，利用

继电器 K 的触头可控制发声器电路。

该电路还可用于管道漏水报警。

晶体管 VT 可以是任何型号的小功率 NPN 型晶体管；继电器要选用 6V 的小型继电器。

3. 下雨报警器

下雨报警器电路如图 34.3 所示。平时， VT_1 基极悬空， VT_1 、 VT_2 均截止。下雨时，雨点将栅状探头与地短路， VT_1 处于放大状态，电容 C 将 VT_2 的集电极电压正反馈至 VT_1 的基极，于是 VT_1 、 VT_2 均处于振荡状态，振荡频率主要取决于 C 的容量。

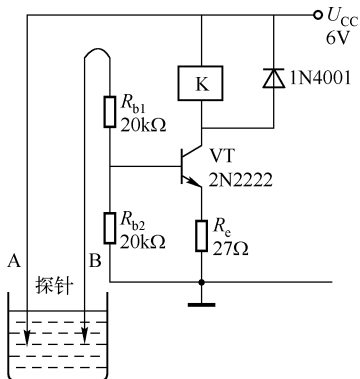


图 34.2 单管洪水报警电路

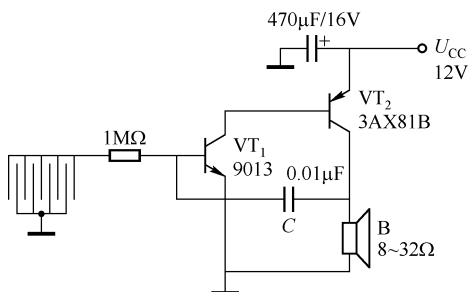


图 34.3 下雨报警器

4. 液位、雨量检测报警电路

由晶体管、单结晶体管组成的液位、雨量检测报警电路如图 34.4 所示。 VT_1 为一基极断路电路，平时 VT_1 截止，电路不工作。 VT_1 两探针之间的电阻在 0 ~ 1MΩ 之间均能使电路触发。 VT_2 为单结晶体管，它组成脉冲发生器电路。当液位升至探头处时， VT_1 导通，电源对 VT_2 发射极上的电容 C 进行充放电， VT_2 第一基极上的电阻 R_3 便产生一系列的尖脉冲，使功放管 VT_3 不断地导通、截止，扬声器便发出声响。

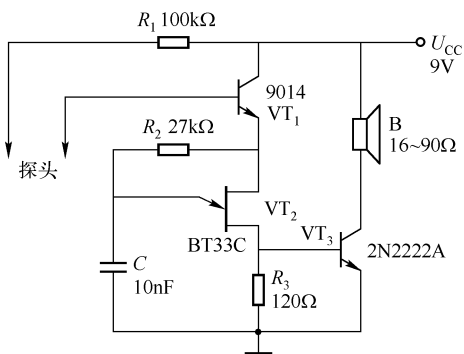


图 34.4 液位、雨量检测报警电路

5. 液位、雨量检测器

液位、雨量检测器如图 34.5 所示。当两探针被液体短路时， VT_1 便处于放大状态，它又驱动 VT_2 ，使继电器吸合，用 K 的常开或常闭触点去控制其他电路。

6. 锁定式液面检测器

由晶体管和晶闸管组成的锁定式液面检测器如图 34.6 所示。平时， VT_1 基极悬空， VT_1 截止。当探头被导电液体短路时， VT_1 导通便触发了晶闸管导通，即使探头再次悬空， VT_2 仍保持导通状态，也就是所谓锁定状态，只有断掉电源才能使 VT_2 截止。

7. 水满报警器

水满报警器电路如图 34.7 所示。A、B 为放入水箱内的两根金属探极，作为水位控制的

传感器。水未满时, IC_A 的两输入端悬空, 其输入为高电平, 输出为低电平, VT 截止, 继电器 K 不吸合, 水泵电动机 M 得电向箱内泵水; 同时, IC_B 为高电平, 发光二极管不亮 (表示箱内水未满或未达到预定水位)。

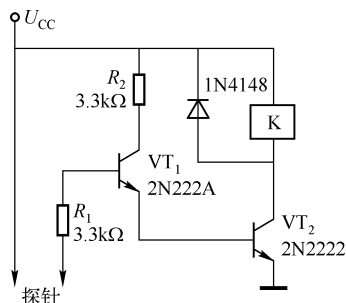


图 34.5 液位、雨量检测器

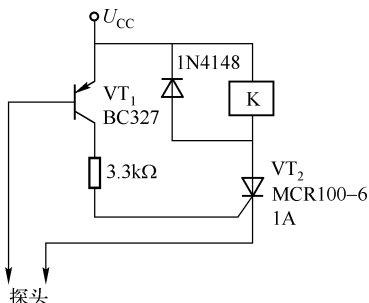


图 34.6 锁定式液面检测器

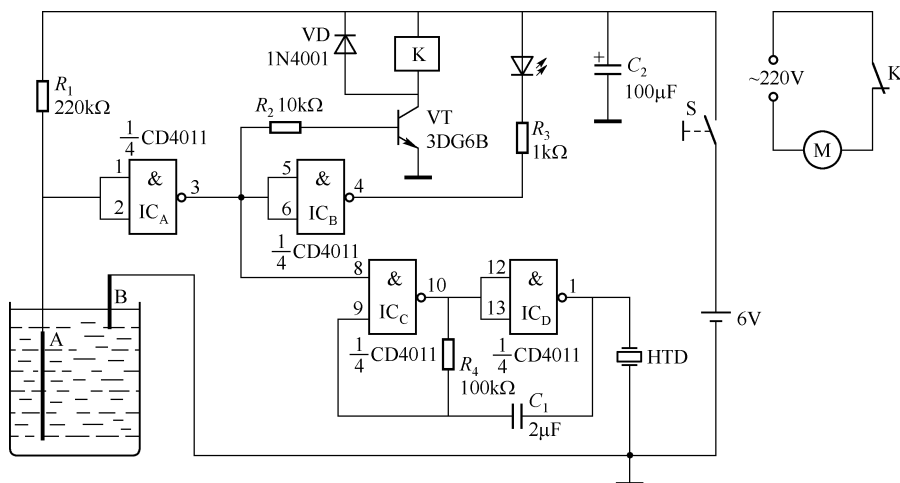


图 34.7 水满报警器

IC_C 和 IC_D 组成一个键控振荡器, 键控端为 8 脚, 8 脚为低电平时; 振荡器不起振, 8 脚为高电平时, 振荡器起振。水未满时, 8 脚为低电平, 振荡器停振。

当水箱的水达到设定水位时, 探头 A、B 均浸入水中, IC_A 的输入端为低电平, 其输出为高电平。此时, VT 导通, K 吸合, 其常闭触点 K 释放, 水泵电动机 M 断电, 停止供水。同时, IC_B 输出端 4 脚为低电平, LED 亮; 键控振荡器的键控端 8 脚为高电平, 振荡器起振, 压电蜂鸣器发声, 实现了声、光报警。

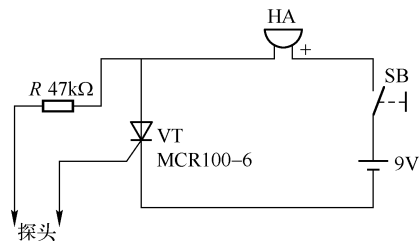


图 34.8 简单的水面指示器

该电路也可作为洪水报警器使用, 但应去掉电动机和继电器。

8. 简单的水面指示器

图 34.8 所示为水面指示器。探头用稍微硬点的导线即可, HA 为有源蜂鸣器, VT 晶闸管选用 MCR100-6 (1A) 型或其他小电流的管子即可。按下开关 SB , 当水面和探针相接触时, 晶闸管被触发, 蜂鸣器

一直发声；再按一下 SB 将电路切断，发声停止。

9. 导电液体双液位检测器

(1) 电路的功能

将探头 1 放置于设定的上限液位处，探头 2 放置于设定的下限液位处，电路便能检测出罐内导电液位的上限位和下限位，即导电液体高于上限位或低于下限位时，电路均能发出报警信号。

由线性运放 CA3410 组成的导电液体双液位检测器如图 34.9 所示。CA3410 为 BiMOS 运算放大器，芯片内含 4 个独立运放，运放的输入电流很低，只要有 $1\mu\text{A}$ 的电流流经传感器（探头）即可使运放的输出有较大的变化。

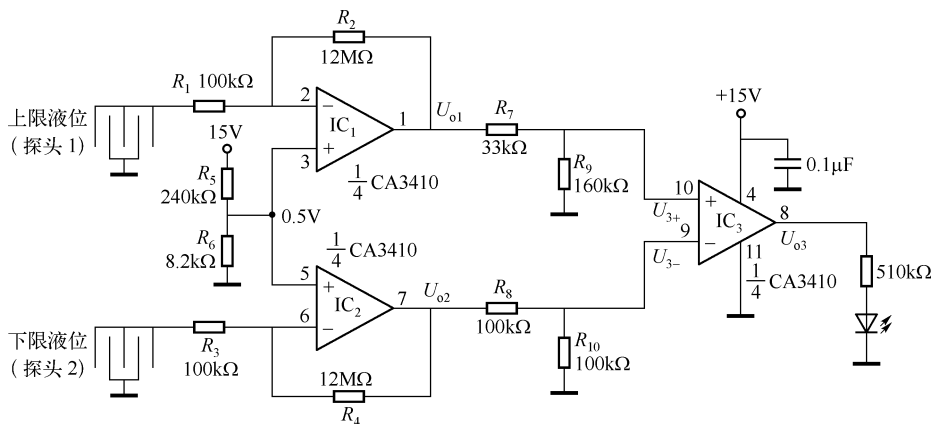


图 34.9 导电液体双液位检测器

(2) 电路工作原理

① 探头 1、2 均处于导电液中。此时，运放 IC_1 、 IC_2 均为同相放大器，而且均处于饱和状态，即 $U_{o1} = U_{o2} \approx 14\text{V}$ ， $U_{3+} \approx 11.6\text{V}$ ， $U_{3-} \approx 7\text{V}$ ，即 $U_{3+} > U_{3-}$ ，故 IC_3 正饱和，LED 亮。

② 探头 1 处于液位以上。探头 2 处于导电液中，此时， IC_1 为电压跟随器，故 $U_{o1} = 0.5\text{V}$ ， $U_{3+} = 0.41\text{V}$ ； IC_2 为同相放大器且正饱和， $U_{o2} = 14\text{V}$ ， $U_{3-} \approx 7\text{V}$ ， $U_{3-} > U_{3+}$ ，运放 IC_3 负饱和，LED 不亮。

③ 探头 1、2 均处于液位以下。 IC_1 、 IC_2 均为电压跟随器， $U_{o1} = U_{o2} = 0.5\text{V}$ ， $U_{3+} \approx 0.41\text{V}$ ， $U_{3-} \approx 0.25\text{V}$ ，故 $U_{3+} > U_{3-}$ ， IC_3 正饱和，LED 亮。

(3) 探头的制作

探头可用敷铜板制作，用钢锯制成图 34.9 所示的栅状；也可用金属棒或粗金属丝制作（三根，其中一根作为地）。

第二节 断线报警电路

1. 互补晶体管断线报警电路

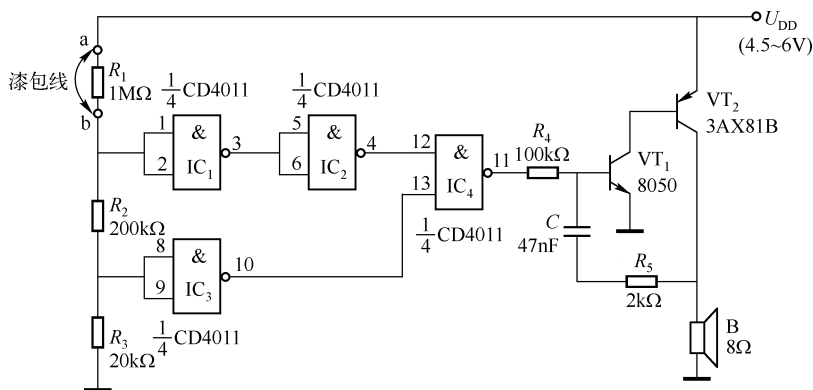
图 34.10 所示是一个由互补晶体管组成的继电报警电路。 VT_1 为 NPN 型晶体管， VT_2 为

当 A、B 两点短路时, $U_{be1}=0$, VT_1 截止, VT_2 的基极电位较高 (约 5V), VT_2 也截止。当 A、B 断路时, b_1e_1 间加上了正向电压, 故 VT_1 导通, VT_2 基极电位 U_{b2} 下降, 使 $U_{be2}<0$, 故 VT_2 导通, 负载 R_L 得电。 R_L 可为继电器、扬声器或其他设备。

由晶闸管组成的断线报警电路如图 34.11 所示。平时,短路线连接 A、B 两点, VT_1 的基极电位为 0, VT_1 截止, VT_2 也截止,继电器不吸合,LED 不亮;当 AB 断线时, VT_1 的基极电位升高到高电平(接近于电源电压), VT_1 导通,通过 R_3 触发了 VT_2 的栅极, VT_2 导通,继电器吸合,LED 亮,通过继电器的接点可控制执行电路或电器。

图 34.11 由晶闸管组成的断线报警电路

由一块集成与非门电路 CD4011 和一只互补达林顿（复合）管组成的断线报警器电路如图 34.12 所示。



平时,用一根细漆包线连接在 a、b 处将 R_1 短路,此时 IC₁ 的输入端为 $1 \rightarrow U_3 = 0 \rightarrow U_4 = 1 \rightarrow U_{11} = 0 \rightarrow VT_1$ 、 VT_2 截止,电路不振荡,扬声器不响;当扯断漆包线时,IC₁ 输入为 $0 \rightarrow U_3 = 1 \rightarrow U_4 = 0 \rightarrow U_{11} = 1 \rightarrow VT_1$ 导通, VT_2 的基极为低电平, VT_2 也导通,由 VT_1 、 VT_2 、 R_5 、 C 组成的振荡电路起振,扬声器响。

电路设计要点如下:

① 本电路是否振荡的关键元件是 R_4 , 其值不能太小 (如用 $R_4 = 47\text{k}\Omega$, 电路不振荡), 用 $R_4 = 100\text{k}\Omega$, 电路振荡, 音量较大。 R_4 的取值范围为 $100 \sim 200\text{k}\Omega$ 。

② B 可用 8Ω 、 $1/4\text{W}$ 扬声器 (最好用小型的), 也可用压电晶体扬声器。

③ 文中的 U_3 、 U_4 分别表示与非门的输出端 3 脚和 4 脚的电位, 其他亦然。

4. 或非门组成的断线报警电路

图 34.13 所示是一个由或非门组成的断线报警电路, 防盗线为一细导线或两端带插头的粗导线。

平常, 接通电源瞬间, 电容 C 相当于短路, IC_1 的 1 脚为 1, IC_2 的 6 脚为 0, 故输出 U_o 为 0。

当盗贼撞断防盗线, IC_2 的 6 脚变为 1, 其输出为 0, 使 IC_1 的 2 脚为 0; 因为 C 完成了充电, R_1 上无电流, IC_1 的 1 脚也为 0, 故 IC_1 的输出即 U_o 变为 1, 利用高电平可控制声光报警。

按下 S 可使电路复位。

5. 555 组成的断线报警电路

图 34.14 所示是一个由 555 组成的断线报警电路, 报警控制元件为一根细漆包线。555 时基电路的复位端 \bar{R} (4 脚) 为低电平 (接地) 时电路便复位而不振荡; 当将漆包线断开后, \bar{R} 变为高电平, 电路振荡, 其振荡频率为音频, 扬声器发声。

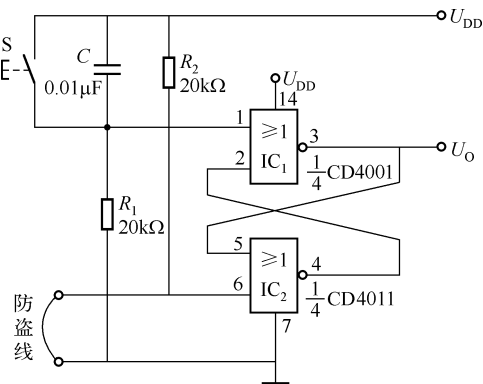


图 34.13 由或非门组成的断线报警电路

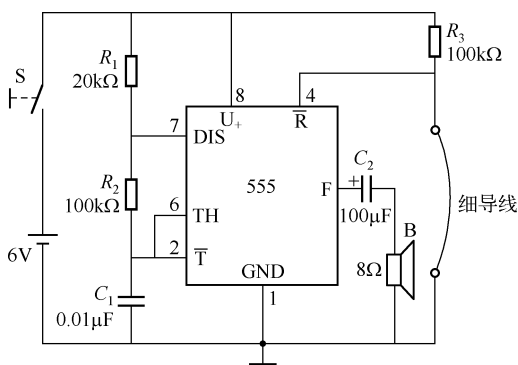


图 34.14 由 555 组成的断线报警电路

6. 四路断线报警器 (一)

四路断线报警器由两个与非门电平检测电路 (IC_1 、 IC_2)、键控振荡器 (IC_3 、 IC_4)、LED 驱动电路 ($\text{IC}_5 \sim \text{IC}_8$) 和晶体管驱动器 VT 等组成, 如图 34.15 所示。

键控振荡器由 IC_3 、 IC_4 、 R_7 、 C_1 等组成。当键控端 8 脚为 0 时, 电路停振; 8 脚为 1 时电路振荡, 其振荡频率 $f = 1/(2 \cdot 2R_7C_1) = 3\text{Hz}$ 。

键控振荡器工作原理: $R_1 \sim R_4$ 的上端通过细导线 a、b、c、d 接电源, 平时 (a~b 线未断), IC_1 和 IC_2 的四个输入端均为高电平, $U_3 = U_4 = 0$, 键控振荡器停振, B 不响, 同时, $\text{IC}_5 \sim \text{IC}_8$ 的输出均为 0, LED 不亮。

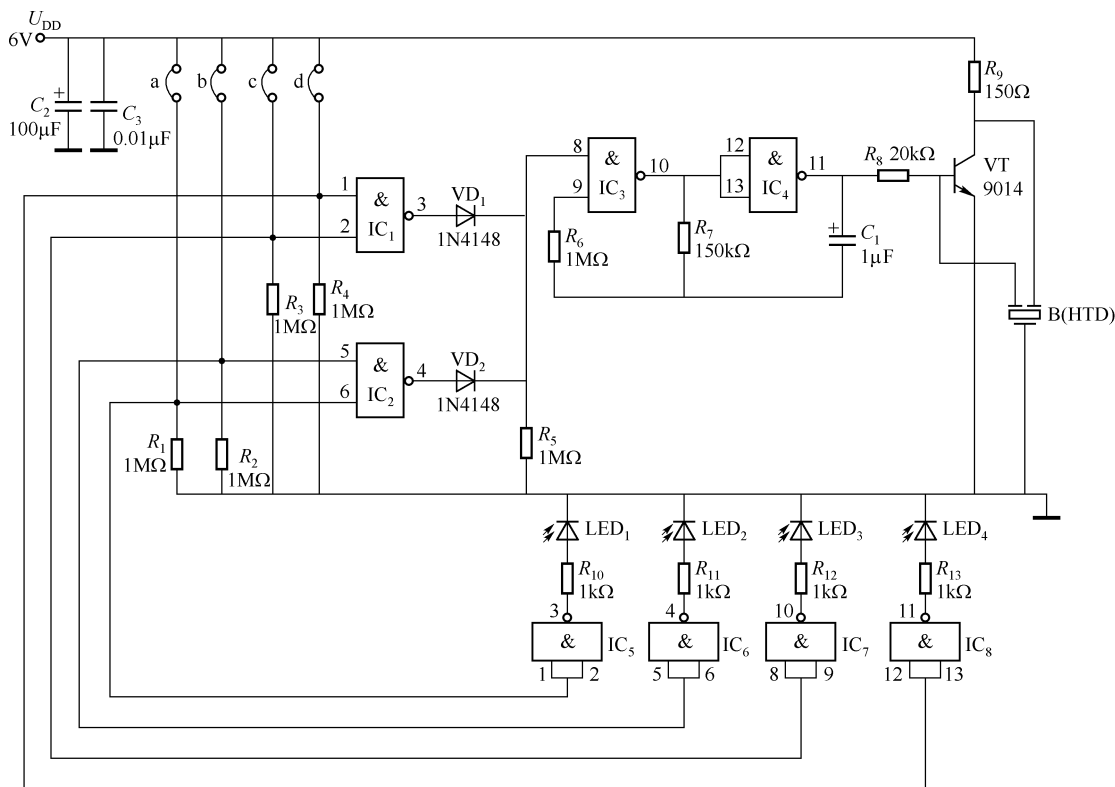


图 34.15 四路断线报警器（一）

当 a~d 线中有一根被拉断，如 a 线被拉断时，IC₂ 的 6 脚被拉至低电平→ $U_4 = 1$ →键控振荡器振荡，通过晶体管 VT 驱动 B 发声，同时 $U_1 = U_2 = 0 \rightarrow U_3 = 1$ ，将 LED 点亮，告知 a 线断线。

B 的频率大致由电压电陶瓷片 HTD 的大小决定，其振荡频率在 1~3kHz 之间。

文中的 U_1 、 U_2 、 U_3 分别表示 1 脚、2 脚和 3 脚的电位。

7. 四路断线报警器（二）

由反相器和与非门组成的四路断线报警器（二）如图 34.16 所示。 $S_1 \sim S_4$ 为活动插头，相当于四个开关，受力后可被拉开。LED₁~LED₄ 为光报警指示灯。平时，LED 不亮，压电蜂鸣器不响。当 S_1 被拉开时，IC₁ 输出为 0，LED₁ 亮，IC₁ 输出为 1，由 IC₇ 和 IC₈ 组成的键控振荡器振荡，压电蜂鸣器 B 响。当 S_2 、 S_3 、 S_4 中任一被拉开时亦然。

8. 四路断线报警器（三）

本电路的报警传感器是四根细导线或四条锡箔。只要四根导线中的一根或几根断线，电路即发出声报警和光报警。

四路断线报警器由两个振荡器（IC_{1a} - IC_{1b}，IC_{1c} - IC_{1d}）、或门电路传感器（IC_{3a} - IC_{3d}）、闸门（IC_{2a}、IC_{2b}）、音频功率放大器 VT（IRF760）和 LED 光报警电路等组成，如图 34.17 所示。

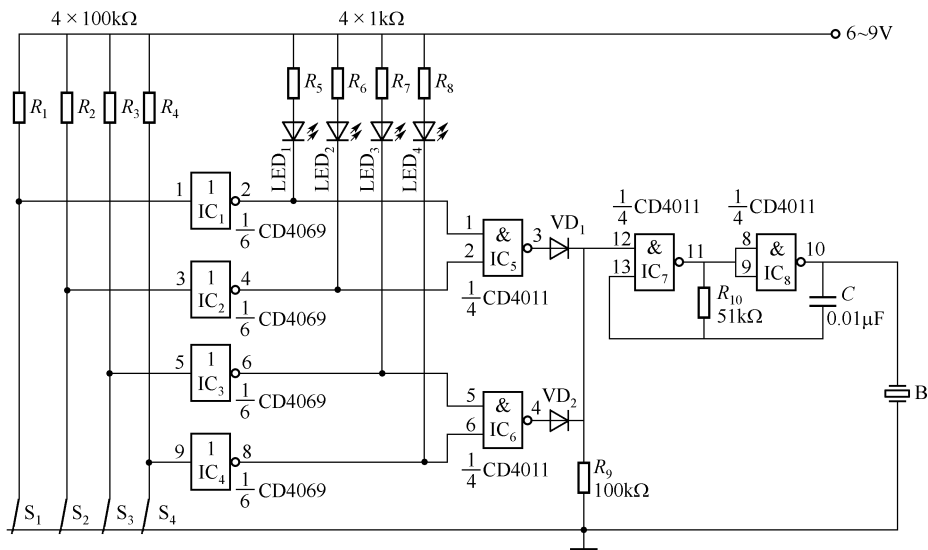


图 34.16 四路断线报警器 (二)

振荡器 IC_{1a} 的振荡频率为 $f_1 = 560\text{Hz}$, 其波形如图 34.17 (b) 中曲线①所示; 振荡器 IC_{1c} 的振荡频率为 3.16Hz , 它作为闸门方波 (如图 34.17 (b) 中曲线⑤所示) 来用。 IC_{2a} 是与门电路, 这里作为闸门, 根据与门的逻辑关系, IC_{2a} 的输出为一系列脉冲串如图 34.17 (b) 中曲线③所示。

平时 (未断线), 或门 IC_{3a} 和 IC_{3b} 的四个输入端均接地, 因此, IC_{3a} 和 IC_{3b} 的输出均为 0, 或非门 IC_{3c} 的输出亦为 0。所以闸门 IC_{2b} 封锁了输入使其输出为 0, VMOS 管 VT 的栅极 G 不能触发, 扬声器不响, 指示灯 $VD_1 \sim VD_4$ 不亮。

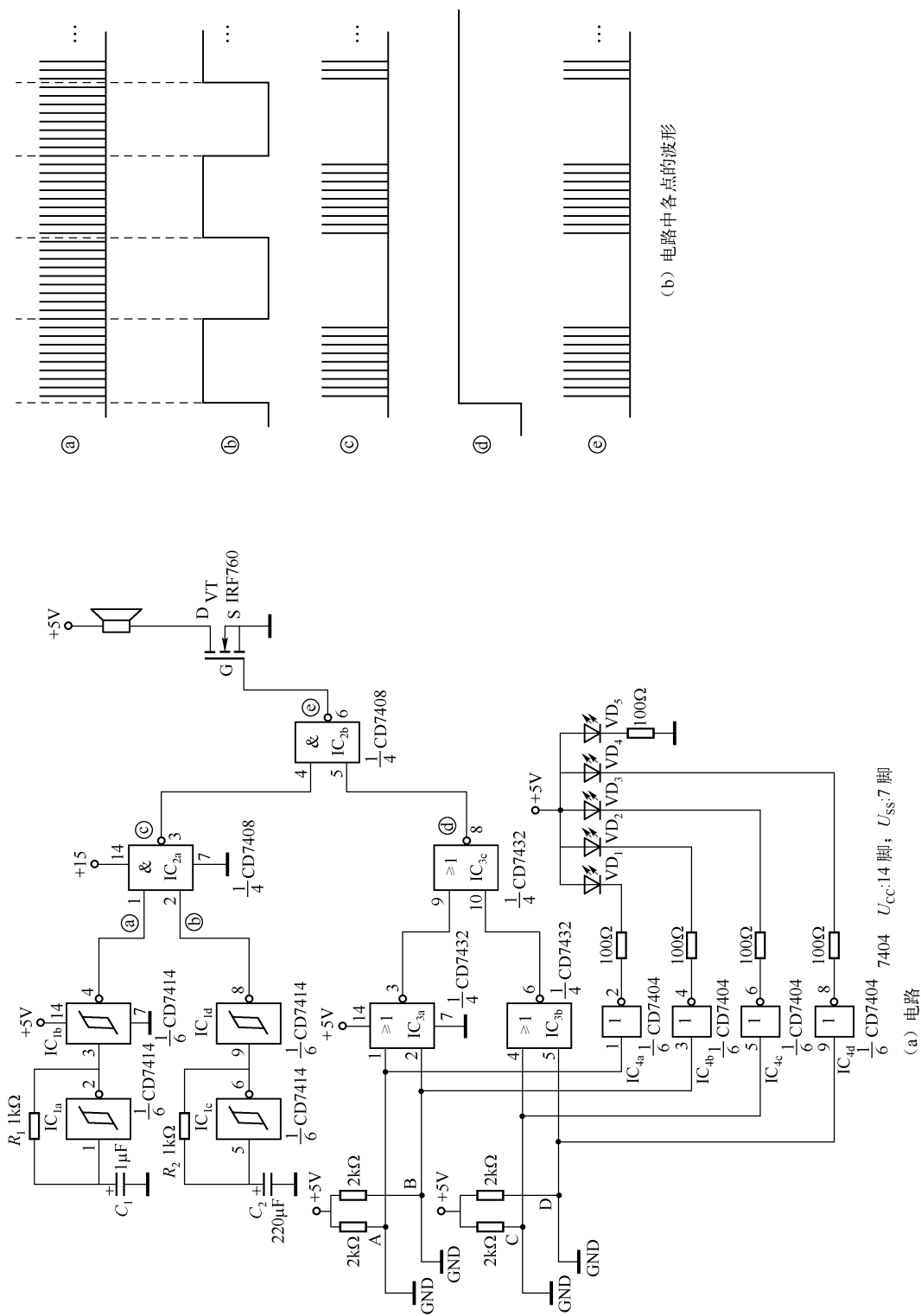
当被盗时, 置于门窗或其他物品上的细导线 (或锡箔) 中的一根或几根被拉断, 被拉断线的或门输入端被置于高电平 1, 因此 IC_{3a} 的 3 脚或 IC_{3b} 的 6 脚为 1, IC_{3c} 的 8 脚也为 1, 其波形如图 34.17 (b) 中曲线④所示, 因此闸门 IC_{2b} 的输出 (6 脚) 为一系列脉冲串, VT 的栅极 G 被触发, 扬声器发出振颤的声响, 同时被拉断的细导线的相应发光二极管被点亮。VD 用于指示 5V 电源。

报警传感器由四根细漆包线和两个或门组成, 将漆包线置于门窗上, 当盗贼破门窗而入时, 导线被拉断, 电路即开始报警。

$R_1 - C_1$ 、 $R_2 - C_2$ 为定时元件, 取 $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, 当 C_1 取 $1\mu\text{F}$ 时, IC_{1a} 的振荡频率为 $f_1 = 560\text{Hz}$ (实测); 当取 C_1 为 $2\mu\text{F}$ 时, $f_1 = 275\text{Hz}$ (实测)。当取 $C_2 = 220\mu\text{F}$ 时, IC_{1a} 的振荡频率为 3.16Hz (实测), C_2 也可取 $200\mu\text{F}$ 或 $100\mu\text{F}$ 。

扬声器需选用 0.5W 或 $1 \sim 2\text{W}$ 的产品 (最好内阻为 16Ω), 0.25W 的产品音量小, 警示作用不强。

该报警器可用于仓库的防盗报警, 可将报警器置于值班室; 也可用于家庭的防盗报警。



第三节 声音渐响的振荡器闹时电路

由一块集成电路 CD4011 和一只晶体管组成的声音渐响振荡器电路如图 34.18 所示。电路启动后,能在 10s 内从无声开始逐渐增大声音。

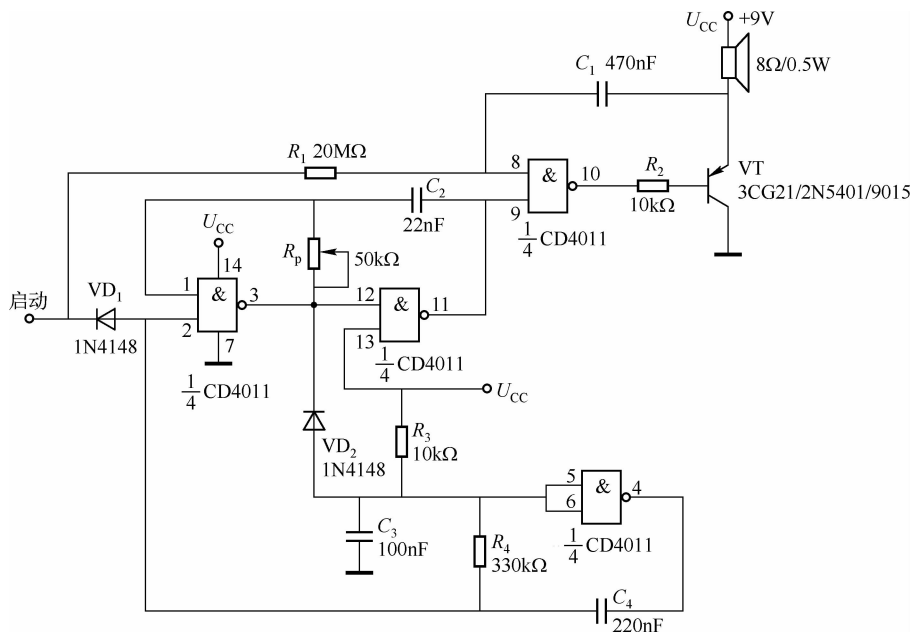


图 34.18 声音渐响的振荡器闹时电路

$IC_{1a} \sim IC_{1c}$ 产生脉冲单音波形。 IC_{1a} 、 IC_{1b} 、 R_p 和 C_2 组成一个普通门控无稳态电路,可产生单音。 IC_{1a} 、 IC_{1c} 、 R_4 和 C_4 组成脉冲无稳态电路,它决定单音无稳态电路的周期。

VD_2 、 C_3 和 R_3 的作用是确保速度较快的单音无稳态电路不干扰脉冲无稳态电路的工作。

C_3 通过 R_3 充电,但又通过 VD_2 放电使 3 脚处于低电平。当脉冲无稳态电路 IC_{1a} 的输出为 1 时,它关闭了单音无稳态电路,此时 C_3 通过 R_3 充电,直至 4 脚处于低电位,下一个周期开始为止。

IC_{1d} 有两种不同的状态,当 9 脚为低电平时, IC_{1d} 为一门电路,使 VT 的发射极接近于 U_{CC} ;当 9 脚为高电平时, IC_{1d} 为反相器, C_1 为反馈电容, C_1 、 R_1 使 IC_{1d} 变成积分器。

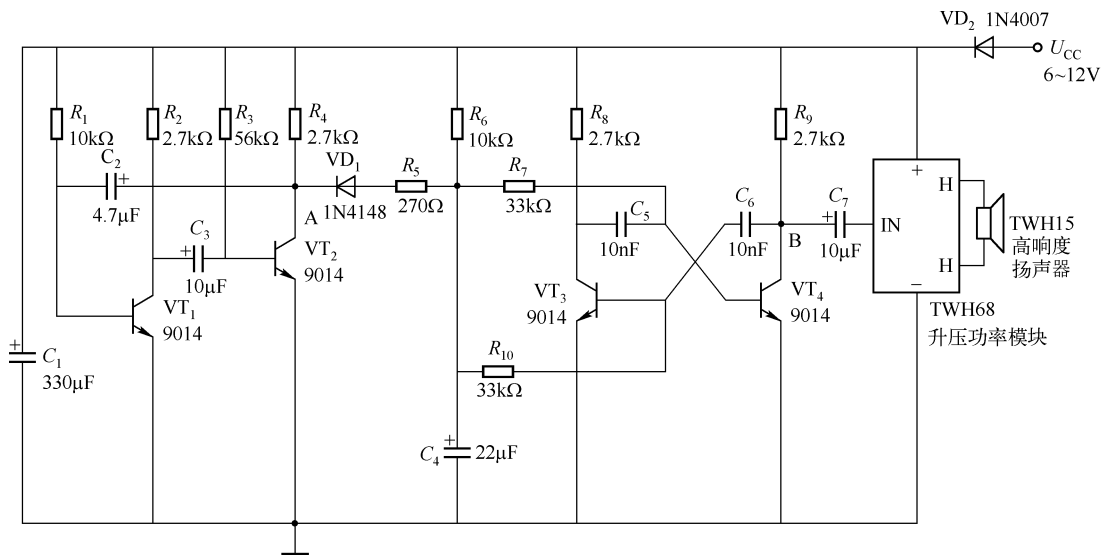
当启动端为 0 时,两个无稳态电路均停振;当启动端为 1 (接 U_{CC} 或悬空) 时,振荡器起振。

振荡器的音调主要由 C_4 和 R_p 决定, $C_4 = 150 \sim 220nF$,音调较好听;当 R_p 为 $20k\Omega$ 、 $30k\Omega$ 、 $36k\Omega$ 和 $39k\Omega$ 时,音调也好听。因此用一电位器组成的可变电阻 R_p ,可改变电路的音调,使之发出急促的动听复音。

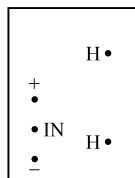
电路电源必须用 9V 电源,否则电路参数需重新设计或选择。晶体管可用 3CG 型 PNP 晶体管,也可用 9015、2N5401 等 PNP 型管子。如用 3AX 型 PNP 管,需用几十欧的电阻与扬声器串联后再接电源。

第四节 高响度报警电路

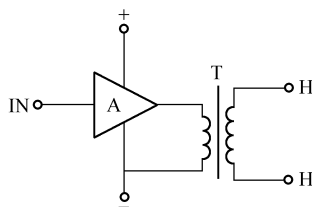
图 34.19 (a) 所示的高响度报警电路, 能发出超过 120dB 的声响, 声音尖锐刺耳, 可用于仓库、商场、车辆等场合的防盗报警。



(a) 电路



(b) TWH68 的底视图



(c) TWH68 内部电路简图

图 34.19 高响度报警电路

VT_1 、 VT_2 、 C_2 和 C_3 等组成超低频振荡器, C_2 为正反馈电容, 它将 VT_2 集电极的信号正反馈至 VT_1 的基极, 改变 C_2 的容量可改变该部分电路的振荡频率。A 点的振荡频率实测为 $f_A = 2.7\text{Hz}$ 。

VT_3 、 VT_4 等组成高频多谐振荡器, 两管的基极电阻 R_{10} 、 R_7 不像传统电路那样接电源, 而是均接电容 C_4 的正极。该电路 B 点的振荡频率为 $f_B = 1.078\text{kHz}$ 。

超低频电路产生的信号对多谐振荡器的信号进行调制。电路的输出信号输入至升压功率模块 TWH68。该模块需和高响度扬声器 TWH15 相匹配, TWH15 具有换能效率高、质量轻、频带宽、耐振的特点, 它的阻抗高, 推动其发声的电压也高。

由于是用低频振荡信号去调制高频多谐振荡器, 因此, 电路会产生间歇振荡的效果。

VD_2 的作用是防止接错电源极性对电路进行保护。

电路调试方法如下:

① 先搭成超低频振荡电路，选电源电压为 6V（或其他电压值），用万用表直流 10V 或 20V 挡测试 A 点对地电压，若用模拟表，则表针以 5V 为中心大幅度左右摆动；若用数字表，电压的变化范围为 4.40 ~ 6.10V，均表示电路在振荡。若电压值不变，说明电路不振荡，需重新调试。

② 将超低频振荡电路与高频谐振电路连接，用万用表直流电压挡测试 B 点对地电压，模拟表表针在 2.6V 处小幅度摆动；数字表电压的变化范围为 2.65 ~ 2.72V。若电压不变，说明电路不振荡，需另行调试。

该电路可通过其他传感器对其振荡进行控制，以作为防盗、防烟雾、防有害气体的报警。

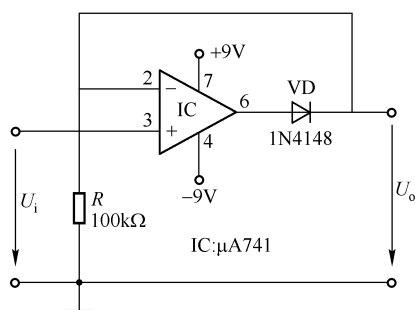
该电路发出尖锐高响度声响，心脏病患者不宜接近。

第三十五章 精密、理想整流电路

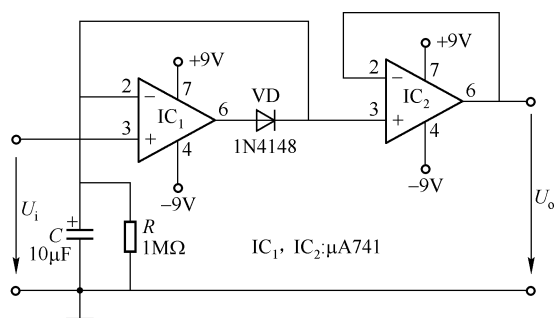
第一节 精密整流电路

1. 简单的精密半波整流电路

图 35.1 (a) 所示是一个同相放大器，二极管 VD 是反馈元件。当输入信号为正时，运放的输出电压为正，VD 导通，电路能整流（检波）的最小输入电压峰值为 $U_D/A_o(\omega)$ 。



(a) 半波精密整流电路



(b) 峰值电压检测器

图 35.1 简单的半波精密整流电路

U_D 为二极管的正向压降， $A_o(\omega)$ 为运放的开环放大倍数。可见二极管正向压降的影响被减弱到 $A_o(\omega)$ 倍，从而整流、检波特性大大改善。假定二极管的正向压降为 $0.16V$ ， $\mu A741$ 的开环增益典型值为 2×10^5 ，则最小整流、检波电压峰值为 $3\mu V$ 。因此，常把二极管运放整流电路叫做精密整流或检波电路。

图 35.1 (b) 所示电路是在图 (a) 电路的 R 上并联一个电容 C ，就变成一个峰值检测器， C 通过二极管 VD 迅速充电到输入信号的正峰值，而当输入信号幅值降低到低于峰值时则通过 R 缓慢放电。 IC_2 用作缓冲级，防止 R 被外部加载效应分流。

以上两种电路当输入信号为负时，运放输出为负，VD 截止，因此，电路为半波整流电路。

电路优点是两电路都是同相放大器，故都有很高的输入阻抗；缺点是频率响应有限，而且如果 VD 的反向电阻特性差，电路还可能产生显著的负输出信号。

2. 线性检波（精密半波整流）电路

图 35.2 (a) 所示是一个线性检波（半波整流）电路，实质上是一个反相运算电路，其

反相端为虚地。当输入电压 $u_i > 0$ 时, 运放输出 $U_o < 0$, VD_2 导通, VD_1 截止, 电路输出 $U_o = 0$; 当 $u_i < 0$ 时, 运放输出为正, VD_1 导通, VD_2 截止, 电路处于反比例运算状态, 故

$$U_o = \begin{cases} 0 & (u_i > 0) \\ (R_2/R_1) |u_i| & (u_i < 0) \end{cases}$$

该电路为负输入检波 (整流), 其波形如图 32.5 (b) 所示。如果需要检波的是正极性输入电压, 只要把电路中的两个二极管同时反接即可。

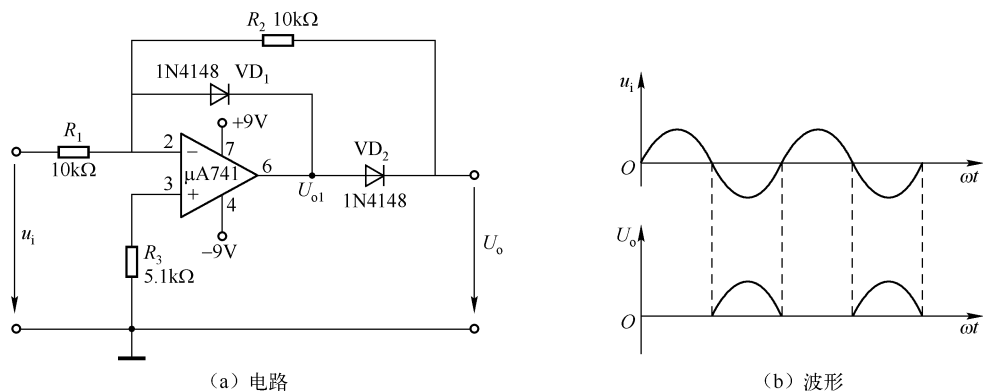


图 35.2 线性检波 (精密半波整流) 电路

3. 精密全波整流 (绝对值) 电路

在半波整流电路的基础上, 加一级加法运算放大器, 就构成了简单的精密全波 (绝对值) 电路, 如图 35.3 (a) 所示; 图 (b) 所示是输入、输出波形。A₁ 组成半波整流电路, 在 $R_1 = R_2$ 的条件下, 输入电压 u_i 与 A₁ 的输出 U_{o1} 的关系为

$$U_{o1} = \begin{cases} 0 & (u_i < 0) \\ -|u_i| & (u_i > 0) \end{cases}$$

A₂ 为反相加法运算电路, 在 $u_i < 0$ 时, $U_{o1} = 0$, 由于 $R_4 = R_7$, 所以 $U_o = -u_i$; 在 $u_i > 0$ 时, $U_{o1} = -|u_i|$, 由于 $R_5 = R_7/2$, 所以 $U_o = -2U_{o1} - u_i = u_i$, 故有

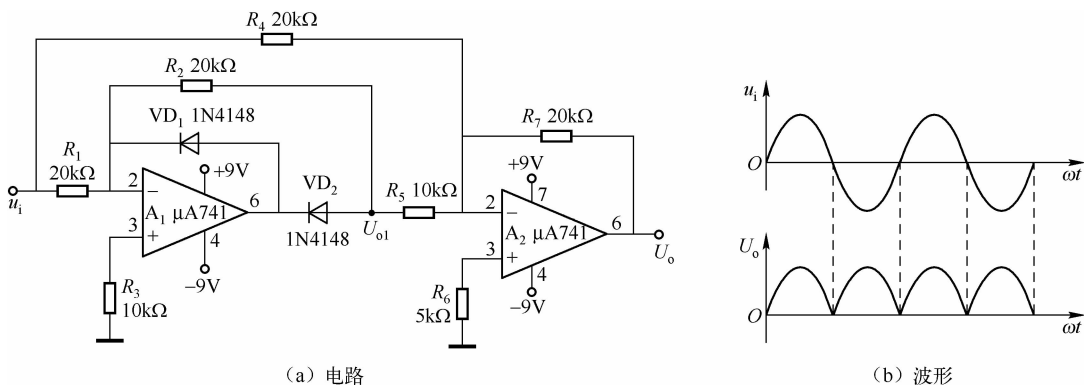


图 35.3 精密全波整流 (绝对值) 电路

这样，不论输入信号极性如何，输出信号总为正，且数值上等于输入信号的绝对值，实现了绝对值运算。

电路的缺点是匹配电阻过多, 另外, 因为电路为反相结构, 其输入电阻过低, 即

$$r_i = R_1 // R_4 = 20\text{k}\Omega // 20\text{k}\Omega = 10\text{k}\Omega$$

图 35.4 所示是一个绝对值检出电路，即为全波整流电路。和其他类似电路相比，该电路所用元器件很少，自然成本就低。该电路可用于准峰值测量电路，也可在音频功率级中用于扬声器保护电路，还可用在频率乘法器中。

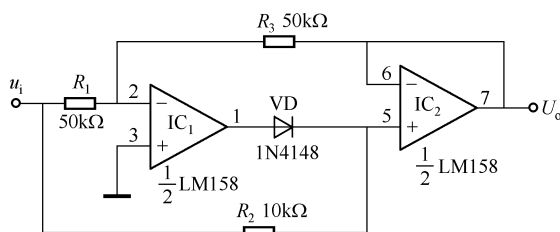


图 35.4 绝对值检出电路

当输入信号 $u_i > 0$ 时, IC₁ 输出为负值, VD 截止, IC₂ 接成跟随器, 所以输出 $U_o = u_i$; 当 $u_i < 0$ 时, IC₁ 输出为正, VD 导通, U_o 的极性并不改变, 故 $U_o = |u_i|$ 。

IC₁、IC₂ 为双运放 LM158，可用 F158 代换。运放可用单电源（3 ~ 30V），也可用双电源（±1.5 ~ ±15V）。8 脚为 U₊，4 脚为 GND。

由反相缓冲器 CD4049 组成的理想型整流器电路如图 35.5 所示, 其开路输出电压为 $U_o = 0.98U_i$, (U_i 为交流输入电压有效值), 而全波/桥式整流电路的开路输出电压仅为 $U_o = 0.9U_i$ 。可见, 前者的开路输出电压接近于理想整流器 ($U_o = U_i$)。

本节对 CD4049 的整流机理不做介绍（感兴趣的读者可参阅 CD4049 内部结构电路自行分析），仅介绍实用中的一些问题。

由 CD4049 组成的整流器不仅效率高,而且带负载能力较强,笔者对该整流器带负载能力做过实验,按实验数据绘制的负载(阻性)电压 U_L 与负载电路的 I_L 的关系曲线如图 35.6 所示。

由曲线可以看出,当 $I_L = 0$ (负载开路) 时,输出直流电压为 6.20V,当负载电流为 1.0~10.0mA 时,负载的电压变化为 6.1~5.3V。可见,电路带负载能力远高于二极管全波/桥式整流电路,它可作为数字电压表等设备的电源。

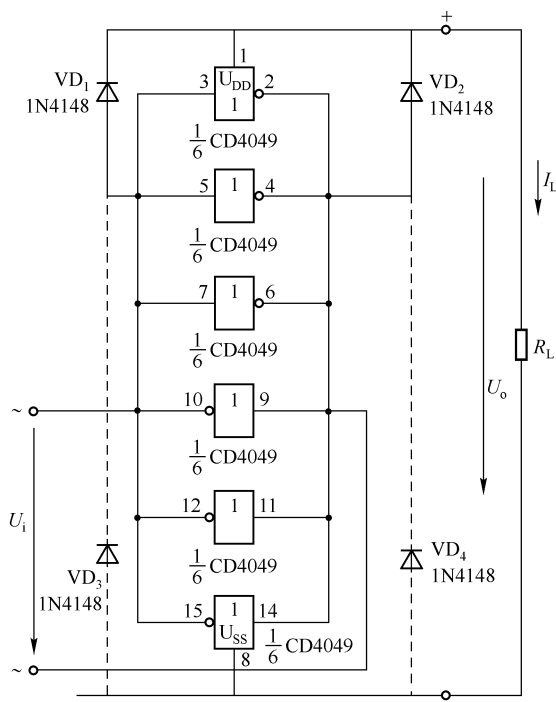


图 35.5 由反相缓冲器 CD4049 组成的理想型整流器

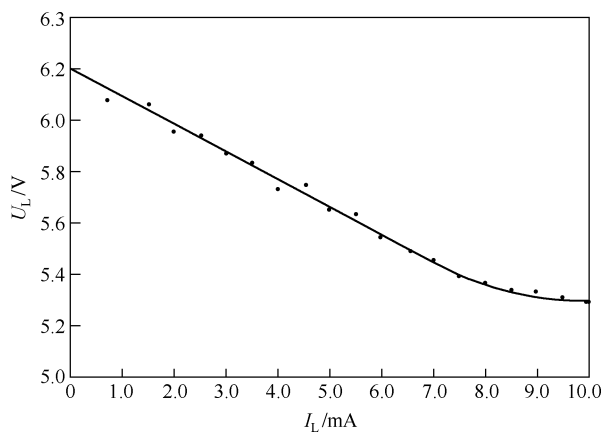


图 35.6 CD4049 整流器负载电压与负载电流的关系

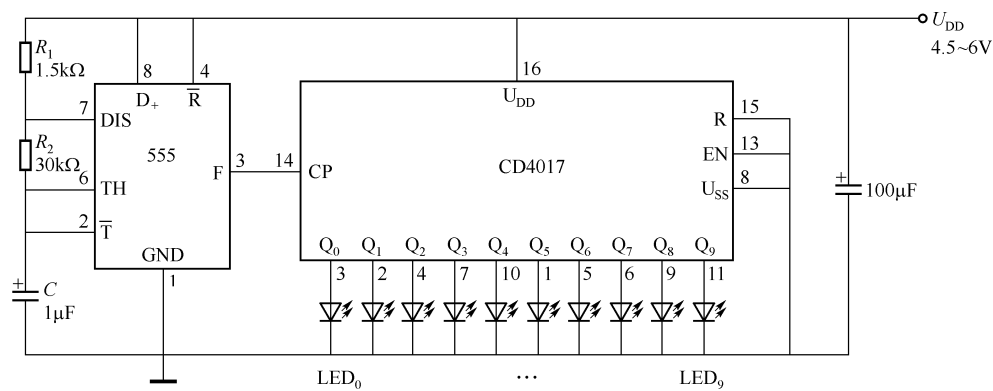
图 35.5 中的外接二极管 VD_1 、 VD_2 可增大负载电流，若加接 VD_3 、 VD_4 （虚线所示）则带负载能力更强，如负载较轻，无需外接二极管。

需注意，CD4049 的电源端（ U_{DD} 、 U_{SS} ）现在变成直流输出端，输出波形同桥式整流器。交流输入电压不能超过 18V。输出端不能加接大容量滤波电容，否则会引起负载电压大幅度下降。

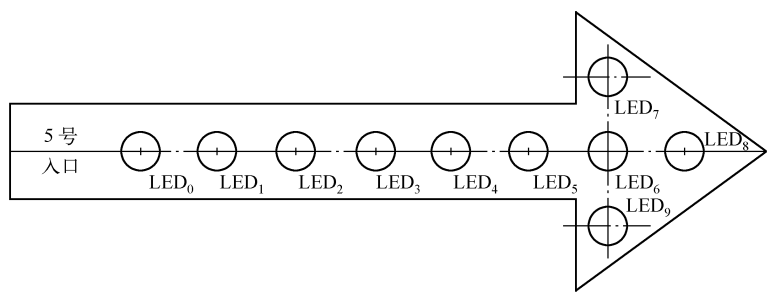
第三十六章 电子路标

第一节 电子路标（一）

电子路标常用于大型火车站、机场、码头、百货商场、社区等场合。本电子路标采用各个 LED 逐点闪亮前进的显示方式，由 555 时基电路和 10 进制计数器/分配器 CD4017 组成，如图 36.1 所示。555 组成自激多谐振荡器，振荡频率为 19.8Hz（实测）。接通电源后，按 LED₀、LED₁、…、LED₉ 的顺序闪光，LED₉ 闪亮熄灭后，又按 LED₀ ~ LED₉ 的顺序闪亮，各个 LED 闪光的时间间隔约为 50ms。



(a) 电路



(b) 路标的LED排列

图 36.1 电子路标（一）

555 的振荡频率不能太低，否则，看到的是只有一个 LED 亮，无连续动感；若振荡频率太高，看到的是各个 LED 同时在亮，无闪烁感。

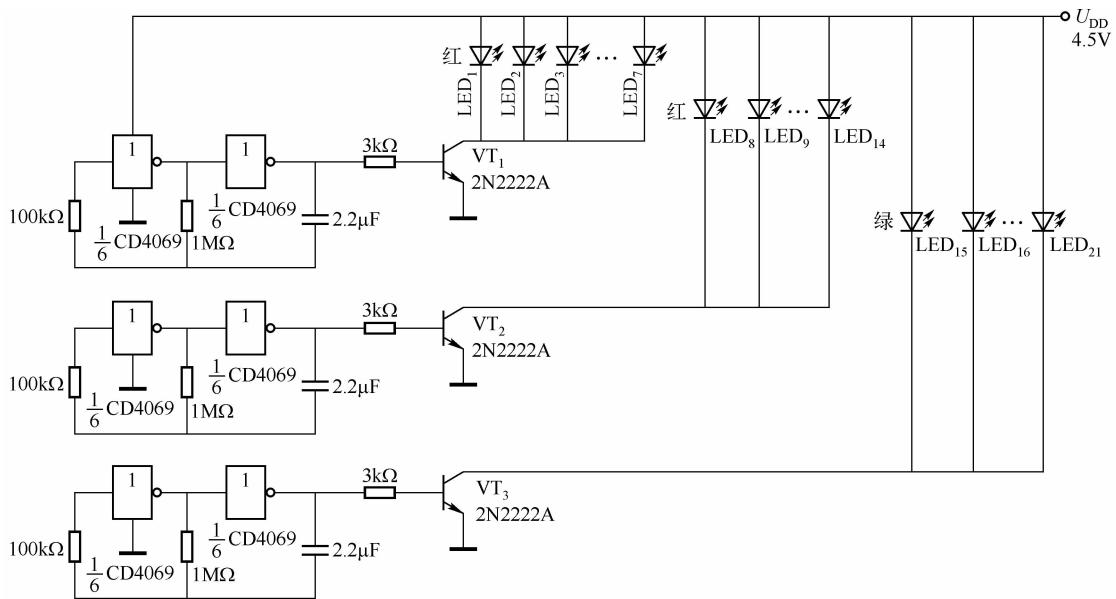
当电源电压为 4.5 ~ 6V 时， $\phi 5$ 发光二极管（含高亮度管）已足够亮，且不需接限流电阻。如电源电压在 7.5V 以上，各个 LED 则需加接限流电阻，否则会加速 LED 色衰，甚至

烧毁。LED 应选用红色或绿色的管子，不能选用白色 LED。

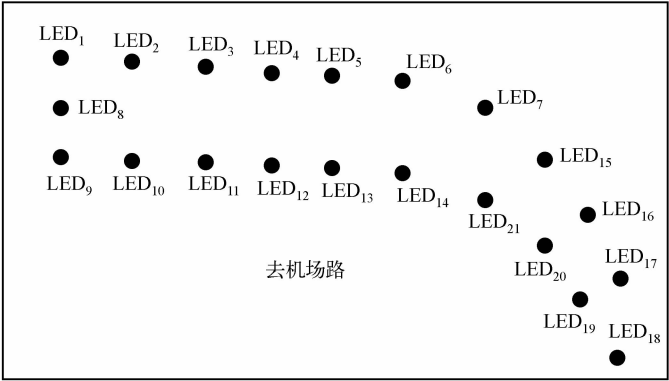
第二节 电子路标（二）

这是一个用于多路口的电子路标，电路简单，组装容易，成本低，电路只用一片集成反相器芯片 CD4069。

电路由三个多谐振荡器组成，如图 36.2 所示。表面看来各个振荡器的电路参数相同，实际不尽相同，各路振荡器的输出不会同步，因此，各路 LED 的闪动也不同步。



(a) 电路



(b) 路标的LED 排列

图 36.2 电子路标（二）

实测振荡频率为 20Hz，能够看出三路 LED 明显地闪动。各振荡器均用 2N2222A 作为驱动级，其驱动电流较大， I_C 的额定值达 800mA，因此，每路能带动十几个 $\phi 5$ LED。由于振荡器输出的是方波，输出为 1 时，LED 点亮；输出为 0 时，LED 熄灭。因此，此电路没有加 LED 的限流电阻，实验证明可长期工作。

第三十七章 电子音量计电路

第一节 数控电子音量计

由 8 通道模拟开关 CD4051、可预置可逆计数器 CD4029B、异或门 CD4070、或非门 CD4025 和非门 CD4069 等组成的数控电子音量计电路如图 37.1 所示。CD4029B 是其中关键器件。

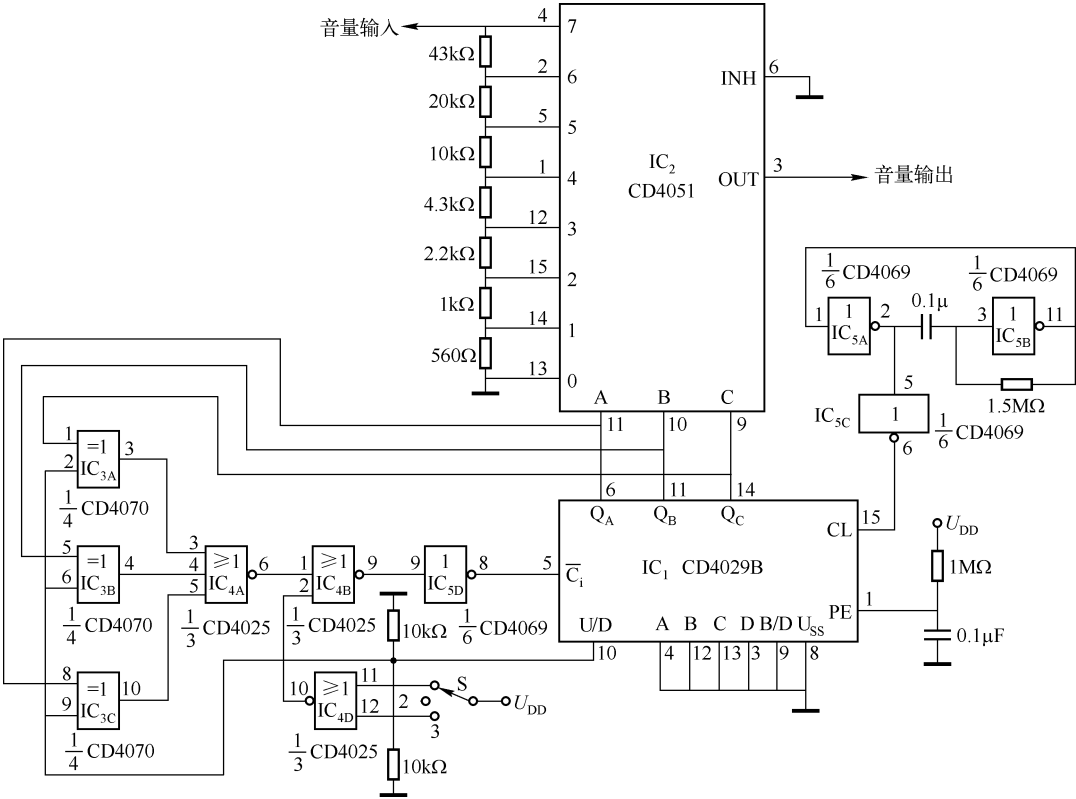


图 37.1 数控电子音量计

一、CD4029B 简介

CD4029B 是可预置可逆计数器，其引脚排列如图 37.2 所示，各引脚功能见表 37.1。

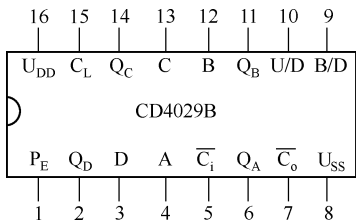


图 37.2 CD4029B 的引脚排列

表 37.1 CD4029B 的引脚功能

引 脚 号	符 号	名 称	引 脚 功 能
1	PE	置数端	PE = 1 时置数
5	$\overline{C_i}$	计数控制端	$\overline{C_i}$ = 1 时输出不变
15	CL	脉冲输入端	输入脉冲
9	B/D	计数状态控制端	B/D = 1 时做二进制计数，最大计数值为 1111，相当于十进制的 15；B/D = 0 时做 BCD 计数，最大计数值为 1001，相当于十进制的 9
10	U/D	计数加减控制端	U/D = 1 时做加法计数；U/D = 0 时做减法计数。
7	$\overline{C_o}$	进位/借位输出端	在做减法计数时，当输出状态被减至 0000 时 $\overline{C_o}$ = 0，其余状态 $\overline{C_o}$ = 1；在做加法计数时，当输出状态被加至 1111 时， $\overline{C_o}$ = 0，其余状态 $\overline{C_o}$ = 1
4/12/13/3	A/B/C/D	数据输入端	输入数据
2/14/12/6	Q _D /Q _C /Q _B /Q _A	数据输出端	输出数据
16	U _{DD}	电源正端	接电源正极
8	U _{SS}	电源负端	接电源负极、多数情况下 U _{SS} 接地

二、工作原理

CD4029B 的计数输出端 Q_A ~ Q_C 作为 CD4051 的地址选择线，控制电阻衰减器中对应的 0 ~ 7 接点中哪一个连接到输出端。例如，Q_CQ_BQ_A = CBA = 101 时，将 5 端与 OUT 端（3 脚）接通。因此，随着 Q₃ ~ Q₁ 的增大，衰减量越来越少，音量越来越大。

开关 S 为按键开关，平时处于位置 2（悬空），当按位置 1 时，计数器的 U/D 端变为高电平，进行加法计数，可变衰减器的衰减倍率越来越小，音量随之增大；反之，在位置 3 时，U/D 为低电平，计数器进行减法计数，音量变小；开关在位置 2 时，U/D 也为 0，但因开关端的或非门输出高电平，使 CD4029 的 $\overline{C_i}$ 端也变为高电平，禁止计数，音量不变。

异或门的作用是防止计数器循环计数，它们能判别加和减时的二个极值。当 Q₃ ~ Q₁ 全为 1 时，三个异或门的输出均变为低电平，从而 CD4029 的 $\overline{C_i}$ 端为高电平，停止计数，维持最大音量；当 Q₃ ~ Q₁ 全为 0 时，异或门的输出也变为低电平，也使计数器停止计数，维持最低音量。

IC_{5A} ~ IC_{5C} 组成振荡器，振荡频率为 3Hz 左右，送至 CD4029 的 CL 端，振荡频率决定了调节速率。此电路有 7 级音量调节，欲增加调节级数需采用 2 块 CD4051。

图 37.1 中的预置端 A、B、C、D 均接低电平，所以 PE 端实际起开机复位作用，开机后音量最小。若希望开机后设定一个音量，可将 A ~ D 加入相应的预置数。

可控式电阻衰减器可等效为 $81\text{k}\Omega$ 的电位器，置于功放级之前。若采用单电源，音频输入应小于 200mV ；若希望控制更大的信号，则 CD4051 的 U_{EE} 需另接负电源。CD4051 的信号线和控制线是隔离的，所以开关信号不会影响模拟信号。

第二节 电子音量调节器

电子音量调节器电路如图 37.3 所示。

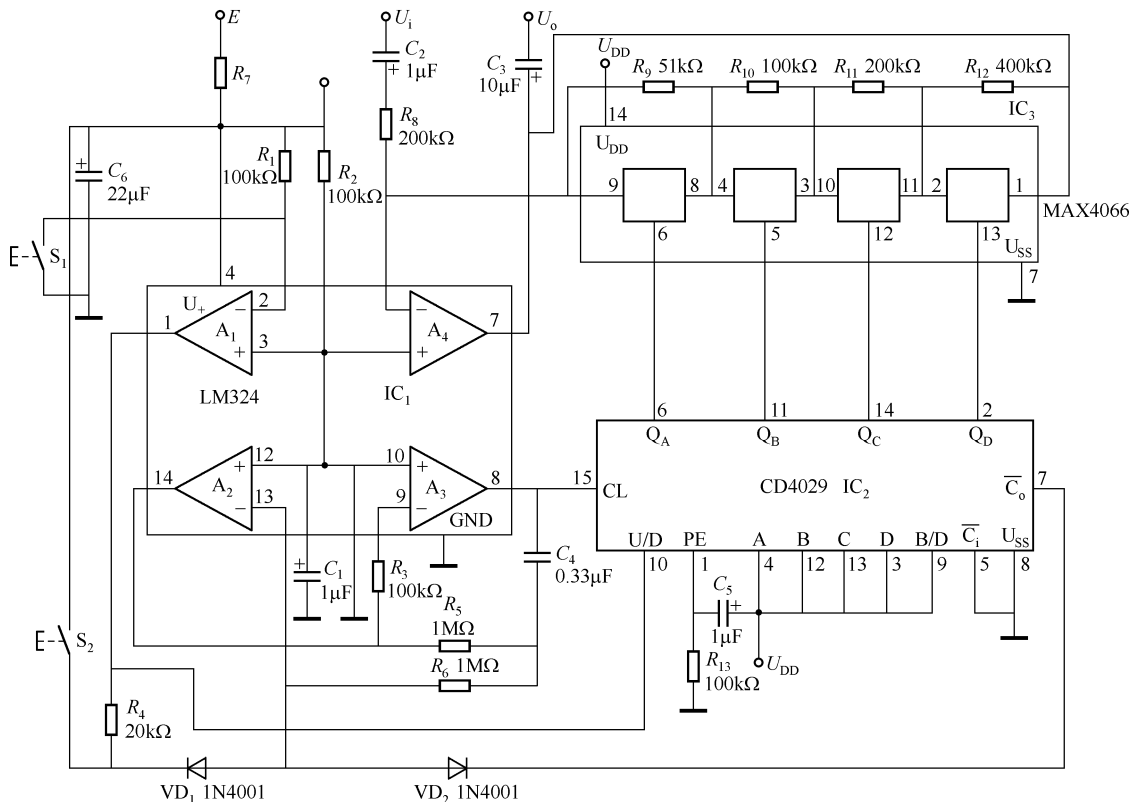


图 37.3 电子音量调节器

一、工作原理

电容 C_5 接至 U_{DD} ，接通电源瞬间 C_5 相当于短路，故 $PE = 1$ ，将 A、B、C、D（均接至 U_{DD} ）均置于 1，输出 $Q_D Q_C Q_B Q_A = 1111$ ，所以模拟开关均选通，使放大器 A_4 的反相电阻（接反相端 6 和输出端 7）仅为各模拟开关串联导通电阻（约为 $4 \times 45\Omega$ ），输入信号被 A_4 几乎衰减至 0，因此，输出 U_o 极小，相当于音量被调至最小值。同时，由于反相器 A_1 输出为 0，由 A_2 、 A_3 组成的可控振荡器停振， IC_2 无脉冲输入，各输出端不变，经延时（约零点几秒）， C_5 充电完毕，PE 端恢复为低电平，此时按下按钮 S_2 ， VD_2 被反向阻断，振荡器以约 2Hz 的速率振荡，输出脉冲至 IC_2 。由于 IC_2 的 U/D 端在 A_1 的低电平控制下，又因 B/D 端

接至高电平 (U_{DD})，所以 IC_2 做二进制减法计数，使输出状态不断变化，同时，各模拟开关作相应的开关变化。根据电路图，放大器 A_4 的反馈电阻也将以 $50k\Omega$ 的级差从 $0 \sim 750k\Omega$ 递增，使放大器 A_4 的增益按 0 、 $1/4$ 、 $3/4$ 、 $3/4$ 、 \dots 、 $15/4$ 递增，因此，共有 16 级音量级，直至 IC_2 的输出状态减至 0000 时， IC_2 的进位/借位端 \overline{C}_0 输出低电平，通过 VD_2 控制振荡器停振， IC_2 无脉冲输入，其输出状态固定至 0000，所有的模拟开关截止， A_4 的反馈电阻达 $750k\Omega$ ， A_4 的放大量达最大值，即将音量调至最大。

操作时若认为音量适当，则放开 S_2 ，音量即被固定在某一挡中。如果减小音量，应按下按钮 S_1 ，这时反相器 A_1 的输出变为高电平， VD_1 被反向阻断，振荡器起振，输出脉冲至 IC_2 ，而 IC_2 的 U/D 端在 A_1 的高电平控制下，做加法计数， IC_2 的输出状态不断增加，直至为 1111，此时进位/借位端 \overline{C}_0 输出为低电平，振荡器停振，使 IC_2 的输出状态不变，所有模拟开关均导通， A_4 的反馈电阻最小，衰减量最大，音量最小。

二、器件选择

IC_3 选择 MAX4066，其电源范围为 $2.7 \sim 16V$ ，模拟开关接通时， $R_{ON\max} = 45\Omega$ ；也可选用 CD4066，但开关接通电阻较大，在 $150 \sim 200\Omega$ ；还可选用 CD4016。

三、调试

① 用数字频率计测量 A_3 输出端 8 脚的频率，调 R_5 或 C_4 使其振荡频率约为 $2Hz$ ；如无频率计，用 $2k\Omega$ 电阻与 LED 串联接至 A_3 的 8 脚和地之间，接通电源，按下 S_1 或 S_2 ，调 R_5 或 C_4 使 LED 每秒闪光 2 次。

② 电路中的 E 接电源正极（电源电压范围为 $5 \sim 16V$ ），接入输入信号 U_i ，输出信号 U_o 接至音响输出级。

③ 如感觉音量调节不合适，可调 R_7 值，直至满意。

以上介绍的是利用分立元器件组装的电子音量调节电路。目前，不少厂商生产了一些数字电位计，如 DS1267/1666/1666S、MAX5408/5409/5410/5411 等，性能优良，但价格较贵，一般的电子商场无货。

第三节 VMOS 音量电位器电路

VMOS 具有两个显著特点：① 漏极 D 和源极 S 间的电阻随 G-S 极间电压增减呈线性变化；② G-S 极间电阻极高。利用这两个特点可把 VMOS 管当作一个可变电阻，其控制源就是 G-S 极间电压。图 37.4 所示是一个简单的可变电阻型 VMOS 音量电位器电路。

在 G 极对地之间接一个电容 C 。按压 S_1 时 C 充电，D-S 极间电阻变小，音量也变小；按压 S_2 时 C 放电，D-S 极间电阻增大，音量也变大。若

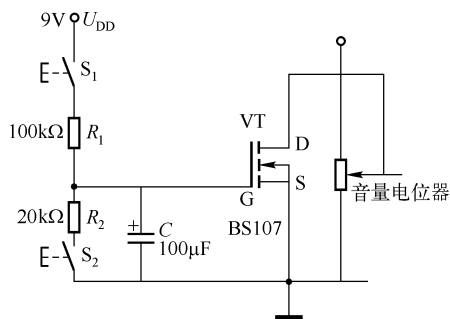


图 37.4 可变电阻型 VMOS 音量电位器电路

第四节 按钮音量控制器

模拟开关 MAX4066 的导通电阻比 CD4066 的导通电阻小, 前者的性能比后者优良, 但也可以选用 CD4066。

第三十八章 卫生保健应用电路

第一节 电子灭蝇器

电子灭蝇器由 555 振荡器、 $VT_1 - VT_2$ 放大器和变压器等组成，如图 38.1 所示。

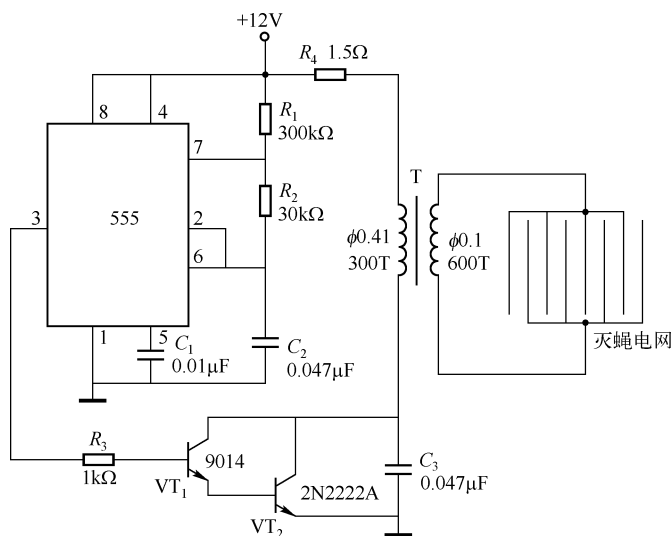


图 38.1 电子灭蝇器

555 振荡器的振荡频率 $f = 1.443 / [(R_1 + 2R_2)C_3] \approx 85\text{Hz}$ 。3 脚输出的方脉冲送到达林顿管 (VT_1 与 VT_2 组成) 的基极，经放大推动升压变压器升压，可达到上千伏，足可将蚊蝇击死。

电子灭蝇器的电网上具有高压脉冲，当蚊蝇落到电网上便将其电击死亡。灭蝇电网可用细铁丝制作，也可用敷铜板腐蚀留下铜条，铁丝或铜条的间距约为 4mm。可在电网上放置诱饵吸引蚊蝇。

第二节 电子灭蟑器

电子灭蟑器由 14 级二进制计数/分频器、 VT_1 晶体管继电器驱动电路、 VT_2 变压器耦合振荡器 and 高压灭蟑网等组成，如图 38.2 所示。

据了解，蟑螂对电场比较敏感，不会爬上带高压的电网。本电路利用方波的高电平使晶

体管 VT_1 导通、低电平使晶体管 VT_1 截止的方法，使高压电网间歇带电，以诱杀蟑螂。

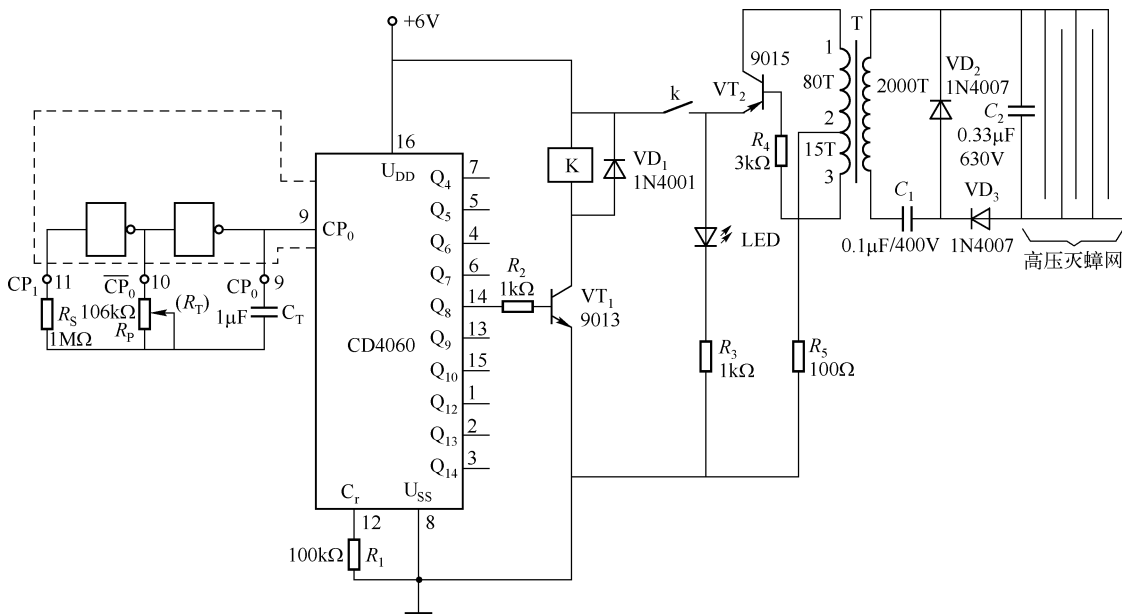


图 38.2 电子灭蟑器

CD4060 二进制分频器内部具有两个非门，再外接一个电阻（ R_T ）和一个电容（ C_T ）即可组成 RC 振荡器，图 38.2 中虚线框内的电路均在 CD4060 内部。

当 Q_8 输出高电平时， VT_1 导通，继电器 K 吸合，其常开触点 K 闭合，将电源接通，高压电网带电； Q_8 为低电平时， VT_1 截止，K 释放、电网不带电。

设定灭蟑电网的振荡周期约为 40s，1 电平（示波器观察约占周期的 40%，即 16s）时，电网带高压器；0 电平（示波器观察约占周期的 60%，即 24s）时，电网不带电。

下面介绍电路设计方法。

1. RC 振荡器

① 4060 有 14 级共 10 个分频输出端子，各个端子的输出频率为

$$f_{Q_n} = \frac{1}{2^n} f_{CP}$$

式中， f_{CP} 为 CD4060 的振荡频率，即 9 脚的输出频率； n 为分频系数。

按要求 $f_{Q_n} = 1/T = 1/40s = 0.025Hz$ ，即 $\frac{1}{2^n} f_{CP} = 0.025Hz$ ，则 $f_{CP} = 2^n \times 0.025Hz$

可令 $n = 8$ ，则 f_{CP} 必须满足

$$f_{CP} = 2^8 \times 0.025Hz = 6.4Hz$$

也可令 n 为其他值，如 $n = 10$ ，此时 $f_{CP} = 2^{10} \times 0.025Hz = 25.6Hz$ ，分频后的频率仍为 0.025Hz。

又有

$$f_{CP} \approx 1/(2.2R_TC_T)$$

式中， R_T 为定时电阻， C_T 为定时电容。

令 $C_T = 1\mu\text{F}$, R_T 用 $100\text{k}\Omega$ 多圈电位器 R_p 代替, 且 R_s (见图 38.2) 应满足 $R_s = (2 \sim 10)R_T$

将 R_C 振荡器的输出端 (9 脚) 用数字频率计监测, 调节 R_p 使数字频率计显示 $f_{CP} = 6.4\text{Hz}$ 。可将 R_p 接入电路, 也可用两只 $30\text{k}\Omega$ 电阻串联代替 R_T (实测 R_p 的电阻为 $59.6\text{k}\Omega$), 实测频率仍为 $f_{CP} = 6.4\text{Hz}$ 。

2. 升压变压器

VT_2 与变压器的一次绕组构成一个变压器耦合晶体管振荡器。一次绕组共 95 匝, 在 80 匝处抽头, 二次绕组绕 1800 ~ 2000 匝。

3. 高压灭蟑网

灭蟑网可用 $\phi 1.0\text{mm}$ 裸铜线或敷铜板制作, 导线间距约为 4mm 。变压器的二次侧设计成倍压整流电路, 因此, 灭蟑网的直流高压达几百伏, 足可将蟑螂电击致死。

当用 6V 电源时, Q_8 的输出方波的峰值约 5V ; 用 9V 、 12V 、 24V 电源时, Q_8 的峰值将更高。

可在灭蟑网上放一块塑料膜, 并放置一些蟑螂喜欢吃的诱饵, 高压电网不带电的时间约为 24s , 此时蟑螂有足够时间爬到电网上, 之后为 16s 带高压电时间, 足可使蟑螂电击死亡。

第三节 超声波驱蚊电路

1. 超声波驱蚊电路 (一)

最简单的超声波驱蚊电路如图 38.3 所示。 R_{p1} 用于调节振荡频率, 接负载 (扬声器) 后, 调节 R_{p1} 使其振荡频率在 20kHz 以上, R_{p1} 应选择多圈电位器; R_{p2} 用于强度 (音量) 调节。

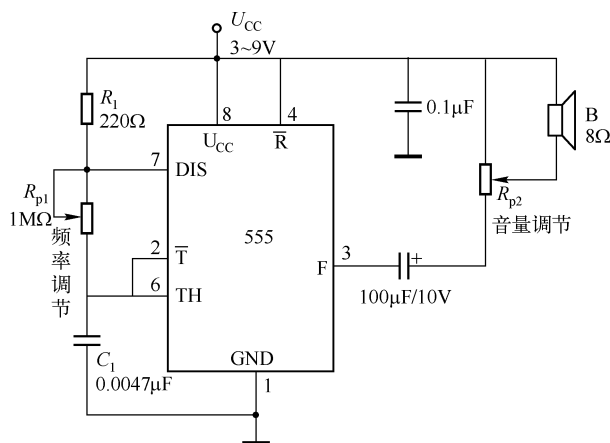


图 38.3 超声波驱蚊电路 (一)

2. 超声波驱蚊电路 (二)

图 38.4 所示的超声波驱蚊电路, 是由一块双时基电路 556 组成的, 用压电陶瓷扬声器

发射超声波，对蚊虫进行驱赶。第一级为无稳态多谐振荡电路，单级调节 R_p 使其振荡频率为 2.0Hz；第二个时基电路也接成无稳态多谐振荡器，两级相连接后成为一个超声波驱蚊器。第二级的输出（9 脚）频率，空载时为 43kHz（实测 42.6482kHz），加载（接压电扬声器）后降至 22kHz；9 脚的空载电压为 7.95V，加载后降至 3.62V。

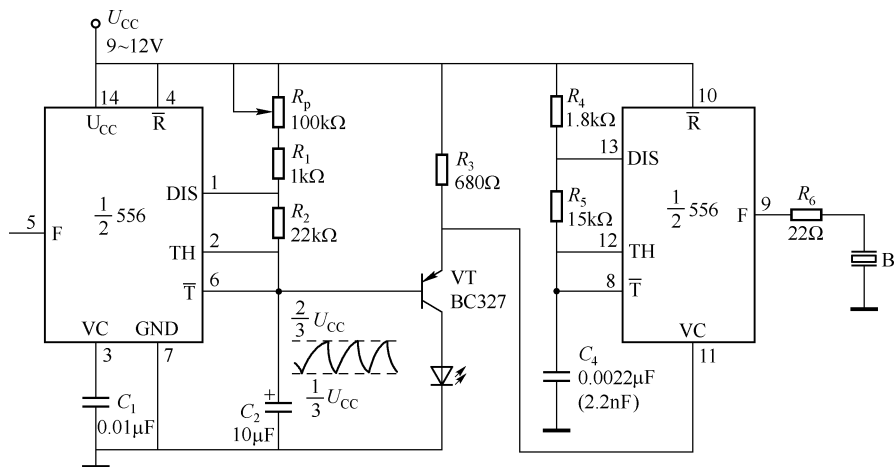


图 38.4 超声波驱蚊（二）

第一级的振荡信号由它的定时电容 C_2 经 VT 耦合至第二级的控制电压端（11 脚），对输出的频率信号进行控制。

电路中的 LED 作为指示灯用。

第四节 电子捕鼠器

电子捕鼠器由电源电路、报警电路和高压电网三部分组成，如图 38.5 所示安全可靠，捕鼠效果好。电源电路由变压器一次绕组 L_1 、二次绕组 L_2 、桥式整流器和滤波电容 C_1 等组成；报警电路由 VT_1 、 VT_2 和阻容元件组成的直耦互补振荡器及干簧管等组成； L_4 和高压绕组 L_3 串联， L_4 在直径稍比干簧管外径大一些的青壳纸（或牛皮纸）圆筒上用 $\phi 0.1\text{mm}$ 的漆包线乱绕 260 匝而成，将干簧管套入其中。当高压电路形成通路时，干簧管两簧片吸合，报警电路发声。

高压电网由高压侧引出，用裸铜线制成电网，裸铜线绕在两绝缘子上，高压电网距地面高度应低于鼠高，当老鼠从两绝缘子通道经过时，其背部碰触高压电网，于是高压绕组的火线与地线形成回路， L_3 产生的高压（约 1467V）将老鼠电击死，同时，报警扬声器响，关断电源，以便清除老鼠，之后用打火机火焰烧高压电网，清除老鼠残留气味。两绝缘子之间的地面应保持潮湿，以便形成高压回路。LED 为电源指示灯。

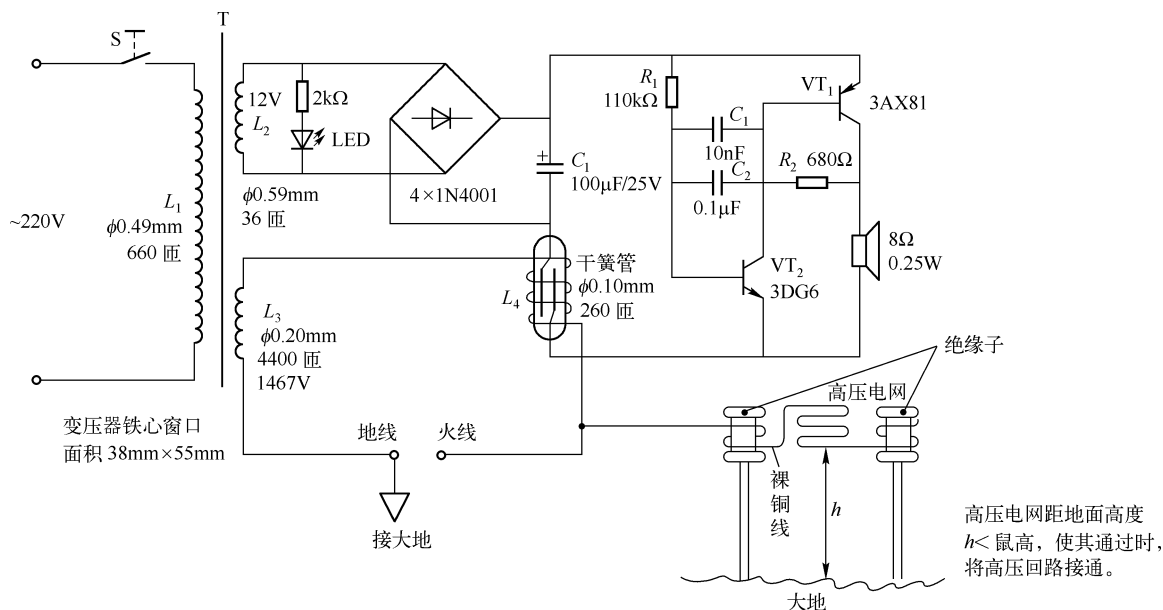


图 38.5 电子捕鼠器

第五节 电子理疗保健仪

1. 电脉冲治疗仪

电脉冲治疗仪产生的脉冲使人体组织产生各种物理和化学反应，从而达到治疗疾病的目的。

电脉冲治疗仪电路由六个斯密特触发器 CD40106、场效应管放大器和升压变压器 T 等组成，如图 38.6 所示。

IC_A 组成超低频方波振荡器。低电平脉宽由 VD₁、R₁ 限定，高电平脉宽由 R_{p1} 调节，其频率范围为 0.5 ~ 5Hz；IC_B 产生不对称方波，频率为 50Hz，VD₄、R₄ 可减小高电平脉宽；IC_C 也是方波振荡器，其频率范围为 150 ~ 200Hz。

以上三种方波振荡器的合成脉冲，经场效应管 VT 放大，由升压变压器 T 升压后的脉冲串由电位器 R_{p2} 输出。调节 R_{p2} 可调节输出的强度。

扬声器产生断续微弱的声响，声响和指示灯 LED 闪亮同步，用于指示仪器的工作状态。仪器的输出探头可用导电橡胶，也可用薄铜片，需要纱布包裹并用生理盐水涂抹。

VT 为 P 沟道场效应管，也可用 N 沟道场效应管，其漏极电流 I_D 要在 1A 以上，耐压为 100V。

变压器 T 的电压比可选择 1:10，一次绕组的匝数为 180 ~ 200 匝。

2. 多功能电子理疗仪电路

多功能电子理疗仪电路由 555 振荡器、数字分频器 CD4024 (IC₂)、多路模拟开关 CD4051、光耦合器 4N25 和升压变压器 T 等组成，如图 38.7 所示。

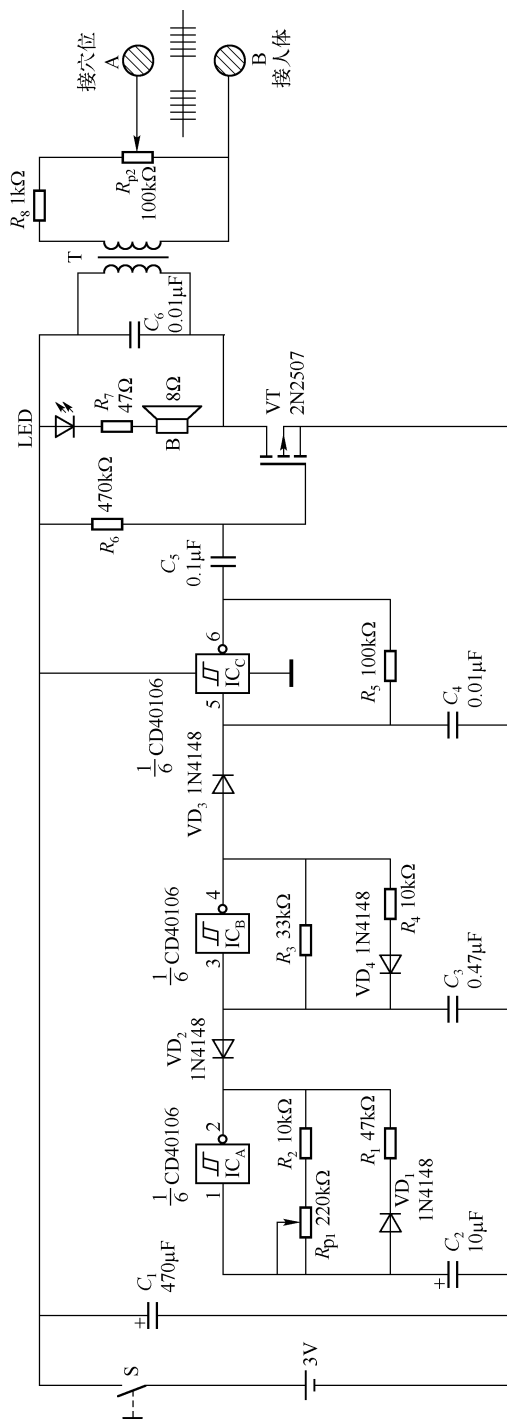


图 38.6 电脉冲治疗仪电路

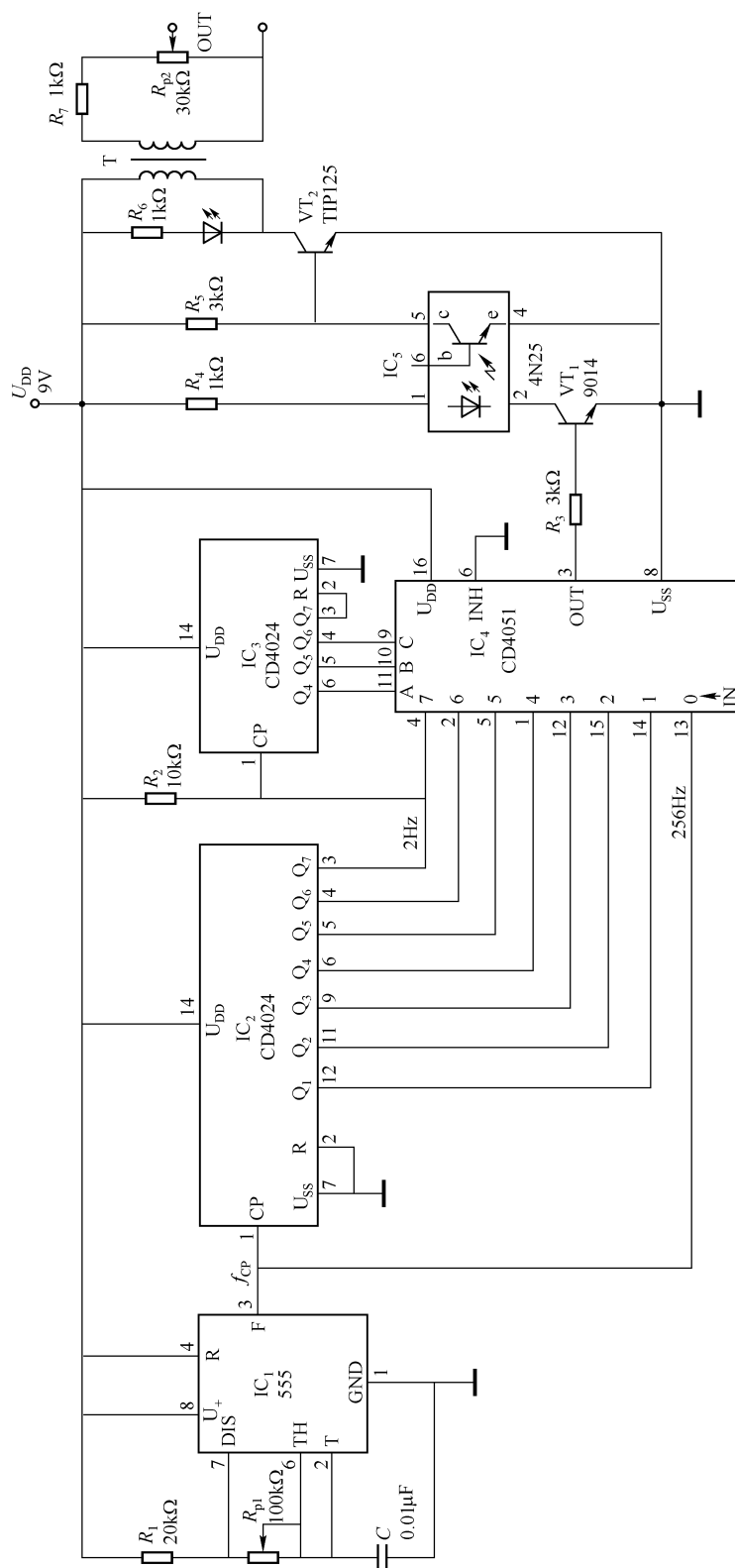


图 38.7 多功能电子理疗仪电路

电路可输出 2~256Hz 的电刺激脉冲,分八挡以 2 的倍数递增(或递减),每个频挡持续时间为 8s,自动循环工作。

555 组成自激多谐振荡器,振荡频率 $f = 1.443 / [(R_1 + 2R_{pl})C]$ 。调节 R_{pl} 使振荡频率为 256Hz,如频率不准,每频挡的持续时间就不是 8s,但可自动转换,循环工作。

IC₂ 为分频器,其分频数值为 $f_{Q_n} = 1 / (2n) \cdot f_{CP}$,分频值 $f_{Q_0}(f_{CP}), f_{Q_1}, f_{Q_2}, \dots, f_{Q_7}$ 分别输入至 CD4051 的第 0, 1, \dots , 7 个输入端。

IC₃ 的 Q₄~Q₆ 向 CD4051 的地址端 A、B、C 提供 BCD 码,当 CBA = 000 时,输入端 0 和输出端 OUT (3 脚) 被接通,CD4051 向晶体管 VT₁ 输出 f_{Q_0} (256Hz) 信号。当 CBA = 111 时,将 7 输入端与 3 脚接通,3 端向 VT₁ 输出 $f_{Q_7} = 2\text{Hz}$ 信号。Q₇ 与复位端 R 相连,当 Q₇ = 1 时,将 IC₃ 置 0,之后又开始循环工作。

IC₄ 的 INH (6 脚) 需接 0,接 1 则 CD4051 的各开关均不通。

R_{p2} 用于调节输出信号的强度,输出电极选用导电橡胶,也可用铜片代替,但需用纱布包裹以防皮肤被灼伤。

变压器 T 可选择半导体收音机的输出变压器逆向使用,以提高二次绕组的输出电压。

IC₅ 为光耦合器,它将输出电路与前面的数字电路隔离开来,防止变压器的瞬时脉冲损坏集成电路。可选择 4N25、4N26、4N35 等,其 6 脚(基极 b)可开路,3 脚为空脚。

晶体管 VT₂ 应选择大电流 ($I_{CM} 1\text{A}$ 以上) 高反压晶体管,如 TIP125、TIP31C 等。

3. 数字电子理疗仪

数字电子理疗仪电路由二进制计数器/分频器 CD4060、非门 CD4069、与非门 CD4011 数字电路、升压电路 (VT、T) 等组成,如图 38.8 所示。

CD4060 组成方波振荡器/分频器。当电源电压 $U_{DD} = 10\text{V}$ 时,电路的振荡频率为 $f \approx 1 / (2.2R_2C_1)$; 当 $U_{DD} = 9\text{V}$ 时,实测 9 脚的输出频率为 $f_9 = 2077.7\text{Hz}$,经 12 级分频 Q_n (1 脚) 的输出频率 $f_{Q_{12}} = 0.5\text{Hz}$, $T_{Q_{12}} = 2\text{Hz}$,为方波输出,幅值约为 3V。

IC_{2A}、IC_{2B} 组成 RC 方波振荡电路,4 脚输出频率 $f_{\text{非门}4} = 129.7\text{Hz}$ (实测); IC_{2D}、IC_{2E} 也为方波振荡器,10 脚的输出频率 $f_{\text{非门}10} = 45.4\text{Hz}$ (实测)。

CD4011 的 4 个与非门均作为闸门应用(可参考本书第四十四章第三节相关内容)。

与非门 IC_{3A} 在闸门信号 $T_{Q_{12}}$ 的正脉冲内,3 脚输出频率为 $f_{\text{非门}4} = 129.7\text{Hz}$ 的负脉冲串; 与非门 IC_{3C} 的 4 脚输出频率为 $f_{\text{非门}10} = 45.4\text{Hz}$ 的负脉冲串; 与非门 IC_{3B} 的 10 脚在 $T_{\text{非门}10} = 1 / 45.4\text{s} \approx 22\text{ms}$ 的正脉冲内输出频率为 129.7Hz 的负脉冲串; 与非门 IC_{3D} 在 $T_{\text{与非}10} = 1 / 1297\text{s} = 7.7\text{ms}$ 的正脉冲内输出频率为 $f_9 = 2077.7\text{Hz}$ 的负脉冲串。IC_{2F} 为非门,它在周期为 7.7ms 的正脉冲时间内输出频率为 2077.7Hz 的正脉冲串。也就是说,各个正脉冲串的间距也为 7.7ms,正脉冲串输入至 VT 的基极,经变压器升压,在变压器的二次侧输出高压脉冲串。

变压器 T 的一次绕组可选择 $\phi 0.15\text{mm}$ 漆包线绕约 200 匝,二次绕组可选择 $\phi 0.11\text{mm}$ 漆包线绕约 2000 匝。

R_p 用于调节输出脉冲的幅度,以选择适当强度的脉冲刺激。

M₁、M₂ 可用导电橡胶,也可用薄铜板,应用时需用纱布包裹,外涂酒精。

4. 电针治疗仪

电针治疗仪可用于多种外科手术麻醉、术后康复治疗 and 疾病治疗,电路如图 38.9 所示。

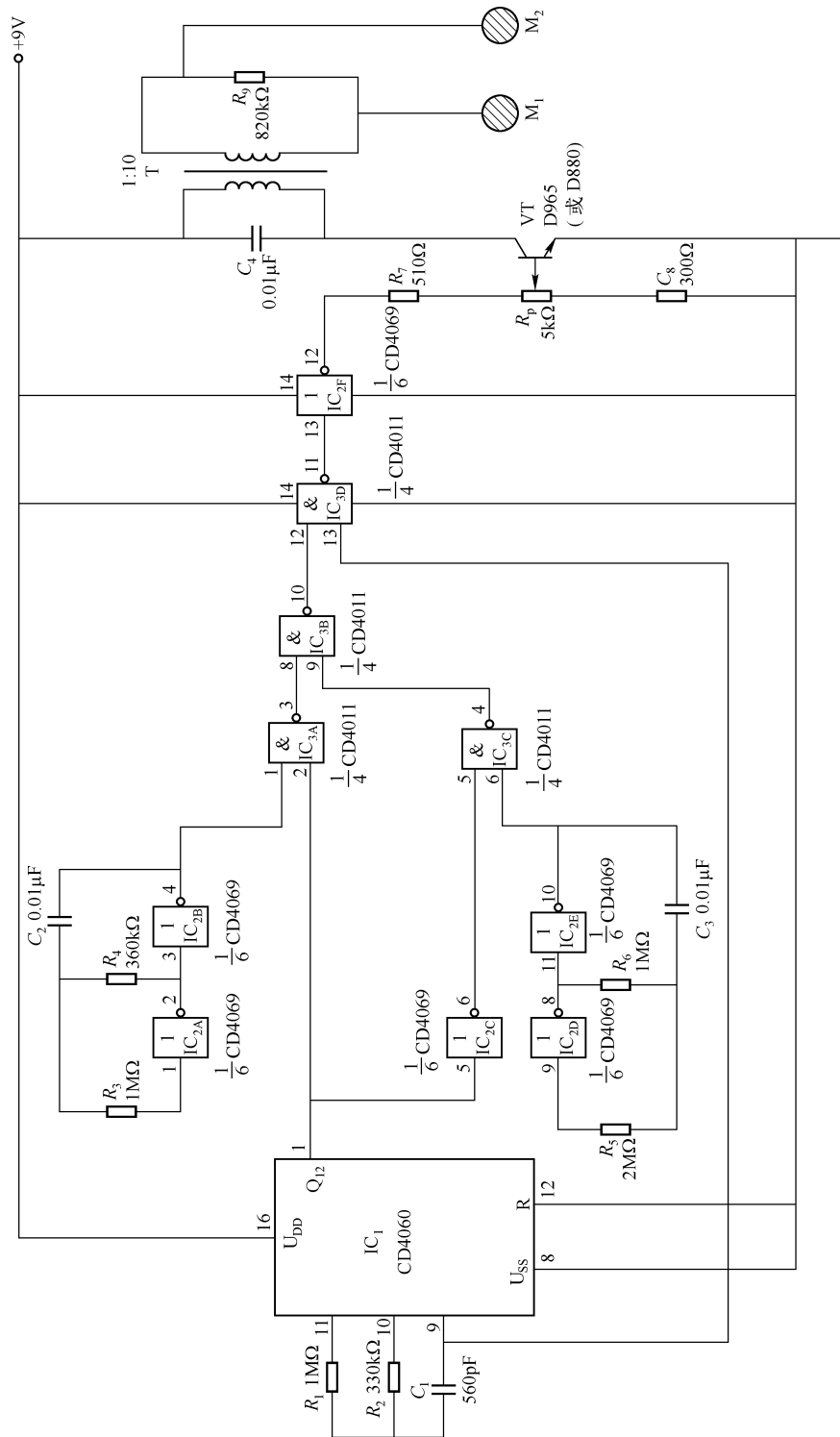


图 38.8 数字电子理疗仪电路

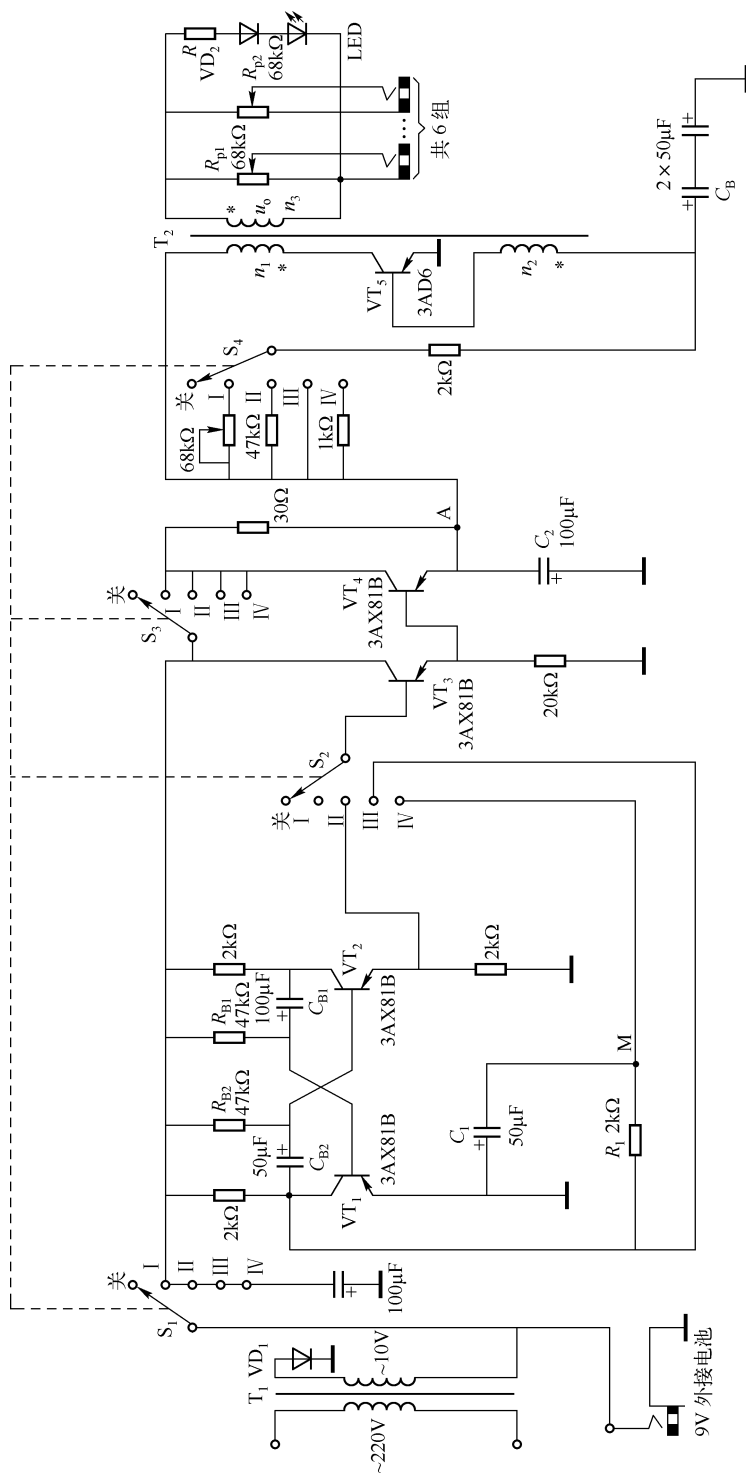


图 38.9 电针治疗仪电路

电路输出四种不同波形,有六组输出,可同时供 12 枚针使用,探头改用导电橡胶,对治疗将更为方便。空载时,峰值输出电压大于 70V,主脉冲频率为 6 ~ 17Hz。

(1) 电路组成

① 电源电路。变压器 T_1 和半波整流器 VD_1 将 220V 交流电变成 9V 直流电作为电路电源,也可插入 9V 电池。

② 自激多谐振荡器。由 VT_1 和 VT_2 组成自激多谐振荡器,其振荡频率 $f = 1/T = 1/[0.7 \times (R_{B1}C_{B1} + R_{B2}C_{B2})] \approx 0.2\text{Hz}$,振荡信号输入至 VT_3 、 VT_4 电路和间歇振荡器 VT_5 。

③ 共集电极(射极输出器)开关。由 VT_3 、 VT_4 等组成,即射极输出器。它将调制信号输出至间歇振荡器。

④ 间歇振荡器。由 VT_5 等组成(可参考本书第十二章相关内容),是本机主振电路。

(2) 电路输出波形分析

① 连续脉冲波。电路选用同轴四刀五掷波形选择开关 S_i ($i = 1, 2, 3, 4$),当 S 置于 I 挡时,只有 3AD6 组成的间歇振荡器工作,输出连续窄脉冲,如图 38.10 (a) 所示。 30Ω 电阻和 $100\mu\text{F}$ (C_2) 电容起退耦作用,以维持 A 点电位不变。

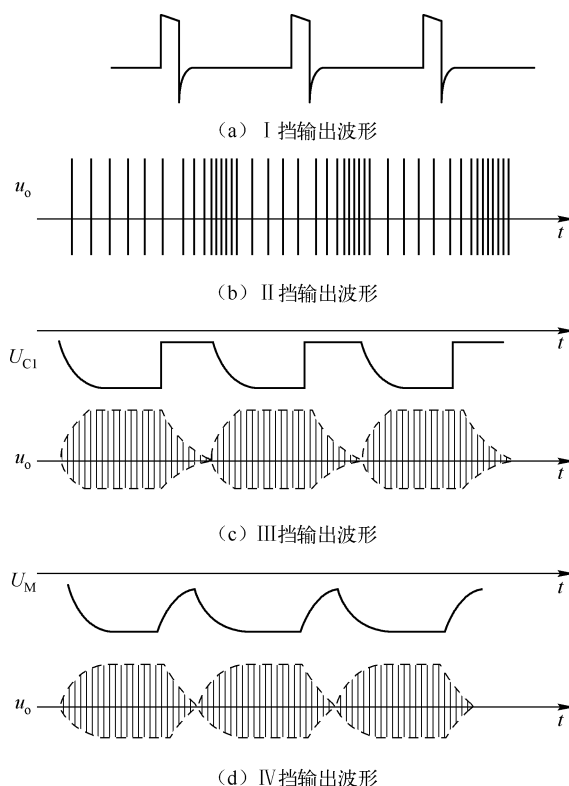


图 38.10 电路的输出波形

② 疏密交替脉冲。开关 S 置于 II 挡时,多谐振荡器输出的矩形波通过 VT_3 输入至 $47\text{k}\Omega$ 电阻的一端去调制振荡电路。当 VT_3 导通时, e、c 两极间的等效电阻变小,它与 $47\text{k}\Omega$ 及 30Ω 电阻并联,使等效的 R_B 减小,因此间歇振荡器频率增高,输出为密波;反之, VT_3 截

止, R_B (即 $47k\Omega$ 电阻) 较大, 输出疏波。VT₃ 不断交替地导通与截止, 交替输出疏密波, 如图 38.10 (b) 所示。

③ 幅度起伏的脉冲波。S 置于Ⅲ挡时, 射极跟随器被接入, 间歇振荡器 VT₅ 为 VT₄ 的负载。由射极跟随器特性可知, A 点的电位将随多谐振荡器的振荡产生起伏, 于是间歇振荡器也随之起伏。主振频率约为 17Hz, 而包络线波形为多谐振荡器的频率, 约为 0.2 ~ 0.3Hz, 其波形如图 38.10 (c) 所示, 这就是调制的结果。

当 VT₁ 由饱和到截止时, 由于 C_{B2} 的充电, U_{C1} 由 0 逐渐下降至 -9V, 因此间歇振荡器的输出幅度也从 0 逐渐上升至稳定值。

当 VT₁ 由截止到饱和时, U_{C1} 从 -9V 上升到 0V。这时, C_2 通过 VT₅ 放电, 所以间歇振荡器不立即停振, 其输出 u_o 脉冲从稳定值逐渐下降至接近于 0V, 因此, u_o 的包络线波形与调制波形 U_{C1} 并不完全一致。

U_{C1} 波形的毛刺是由间歇振荡器的振荡引起的。

④ 渐升的脉冲波。S 置于Ⅳ挡时, 与Ⅲ挡不同的是调制信号由 M 点输出。当 VT₁ 由饱和到截止时, 由于 C_{B2} 和 C_1 的充电, U_M 逐渐下降至约 -9V; 当 VT₁ 由截止到饱和时, C_1 通过 VT₁、 R_1 放电, U_M 逐渐上升到 0V。调制波形 U_M 和输出波形 u_o 如图 38.10 (d) 所示。图 (c) 和图 (d) 的输出波形相似, 只是 S 置于Ⅳ挡时主脉冲频率比“起伏”时稍低。

(3) 器件选择与设计

① 晶体管。电路中的 PNP 型晶体管 VT₁ ~ VT₄ 可选用其他型号的小功率管; VT₅ 需选择中、大功率的 PNP 型管子; VD₁ ~ VD₂ 用 1N4007。

② 电容器。50 μ F 电容可用 47 μ F 电容代替; 电容 C_B 用 33 μ F 无极性电容, 也可用两只 50 μ F 或 60 μ F 有极性电容同极性相连代替, 其等效电容为串联的单体电容的一半, 但耐压提高到单体电容的两倍。

③ 变压器。变压器 T₂ 的铁心截面积为 12mm × 13mm, n_1 用 $\phi 0.15$ mm 漆包线绕 180 匝; n_2 用 $\phi 0.11$ mm 漆包线绕 1800 匝。安装时需注意变压器绕组的极性。

LED 用于指示, 其限流电阻 $R = (U_o - 0.7V - 3V)/I_F$ 。其中, U_o 可用 u_o 的峰值代替, 0.7V 和 3V 分别为整流二极管 VD₂ 和 LED 的正向压降, I_F 为 LED 的平均电流。

第三十九章 音频、音频调制电路

第一节 VMOS 单音振荡器

由 VMOS 和与非门组成的单音振荡器如图 39.1 所示，IC₁、IC₂ 组成音频振荡器，VT 为功率放大器，B 为高阻抗扬声器，其阻抗应为 100Ω、32Ω 或 16Ω。如用 8Ω 扬声器，则 VT 发热较严重；如用 10V 电源，稳压管 VS 应选 10V 的。

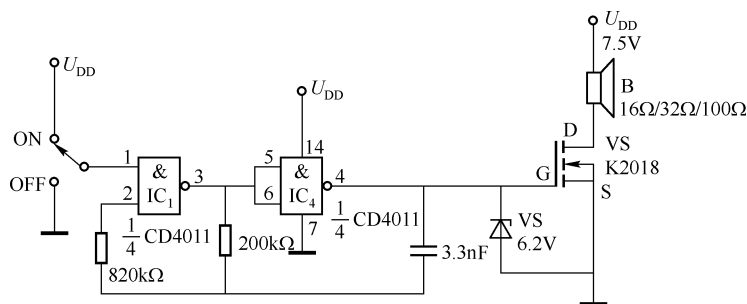


图 39.1 单音振荡器

第二节 VMOS “嘀嘀” 声发生器

“嘀嘀” 声发生器由超低音发生器（IC₁、IC₂）、音频振荡器（IC₃、IC₄）和 VT 等组成，如图 39.2 所示。

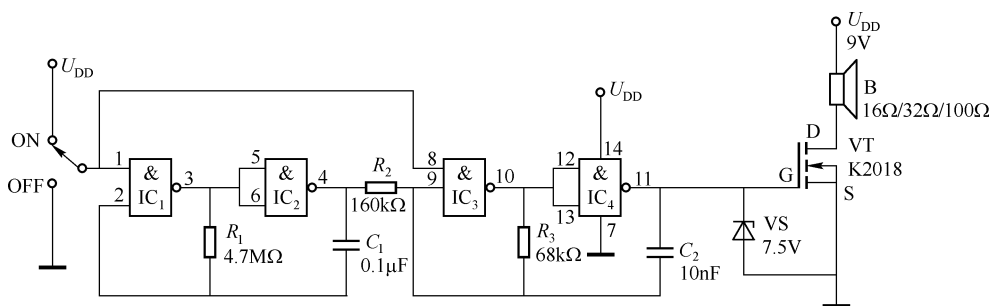


图 39.2 VMOS “嘀嘀” 声发生器

超低音发生器的输出信号去调制音频振荡器，扬声器便发出“嘀嘀”的声响。B 应选择高阻抗扬声器，如 100Ω、32Ω、16Ω。

图 39.4 压控振荡器（多种声响发生器）

压控振荡器由 D/A 转换器、压控振荡电路、缓冲放大器等组成。D/A 转换器由 12 级二进制计数器 CD4040 和电阻 $R_1 \sim R_8$ 等组成；压控电路由缓冲反相器 CD4049 中的 IC_{2A} 、 IC_{2B} 、晶体管 VT 和定时网络 ($VD_2 \sim VD_5$ 、 C_1 、 R_{10} 、 R_p) 等组成；缓冲放大器由 $IC_{2C} \sim IC_{2F}$ 并联组成。

调节 R_p 可改变 IC_{2A} 的压控电压，即可改变电路的振荡频率，也就改变了发声的音调，改变 R_p ，输出电压 U_o 的最低频率约为 1kHz 最高频率为 6.5kHz，在 1 ~ 6.5kHz 之间改变频率（调 R_p ）可以听到不同的声响。从示波器上看到 U_o 的波形如图 39.5 所示，它是叠加在直流之上的一种斜波，其峰值为 0.7V。这种波形也可用于脉宽调制。

R_p 应选用多圈线性电位器。如需较大声响，可加一级 MOS 管放大器，其声响更具特性、更洪亮。

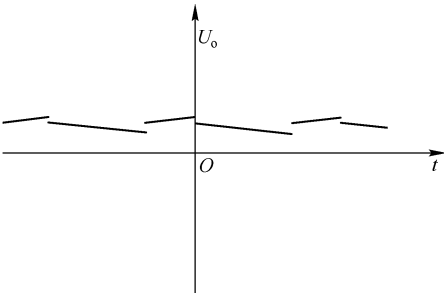
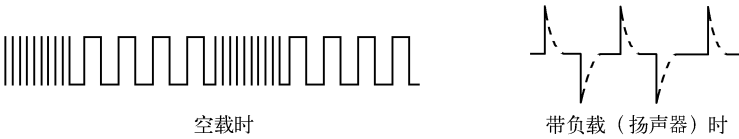
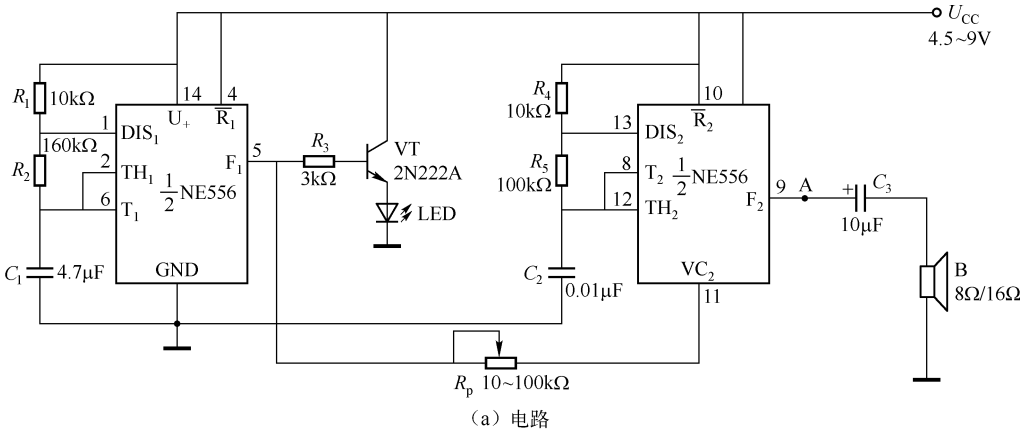


图 39.5 压控振荡器输出电压 U_o 的波形

第五节 复合声发生器电路

图 39.6 (a) 所示的复合声发生器电路，改变电位器 R_p 或电源电压，电路能发生多种动听有趣的声响。



(b) 输出端 A 点的波形

图 39.6 复合声发生器电路

电路由一片双时基电路 556 组成, 其中左侧一半构成超低频振荡器, 频率约为 1Hz, 其输出波形为典型的方波; 右侧一半构成音频振荡器。电路用超低频方波去调制音频方波。当电路空载时, 电路的输出端 A 点的波形为密疏相间的调制波, 如图 39.6 (b) 左侧波形所示; 当带负载 (扬声器) 时, A 点的波形为正、负尖脉冲, 如图 39.6 (b) 右侧波形所示。

调节电位器 R_p 可得到不同的音响, 改变电源电压能发出更清脆的声响, 例如:

① 当电压 $U_{CC} = 4.5V$ 时, 电路发出柔和的救护车声响 (救护完毕的声音)。
② 当 $U_{CC} = 6V$ 时, 电路发出急促的救护车声响 (去救护) 或救火车警笛声 (灭火归来)。

③ 当 $U_{CC} = 7.5V$ 时, 电路发出急促的救火车警笛 (去救火)。

④ 当 $U_{CC} = 9V$ 时, 电路发出机关枪声或太空枪声。

晶体管 VT 驱动一只闪光 LED, 闪光与声响同步。

也可用 $39k\Omega$ 、 $43k\Omega$ 或 $47k\Omega$ 固定电阻代替 R_p 。

第六节 由一块非门集成电路组成的调制音频振荡器

CD4069 内含六个反相器, 每两个振荡器及其 R 、 C 定时元件组成了三个不同频率的振荡器, 由它们组成的调制音频振荡器如图 39.7 所示。

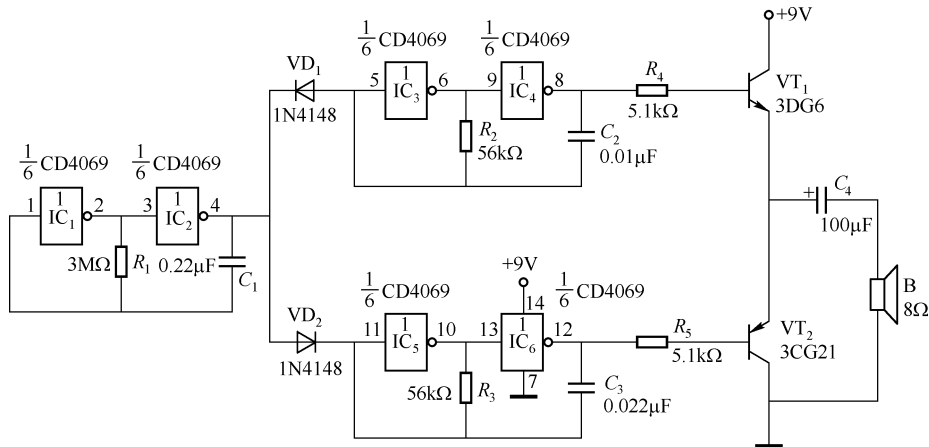


图 39.7 由一块非门集成电路组成的调制音频振荡器

IC_1 、 IC_2 和 R_1 、 C_1 组成超低频振荡器, 其振荡频率为 1.3Hz; IC_3 、 IC_4 和 R_2 、 C_2 组成音频振荡器, 其振荡频率为 417Hz; IC_5 、 IC_6 和 R_3 、 C_3 组成另一个音频振荡器, 振荡频率为 368Hz。以上各频率都是在整个电路中相应输出端测试的。

这个电路的巧妙之处在于, 用两个二极管控制两个音频振荡器的开启与停止。当超低频振荡器输出为“1”时, VD_1 截止, IC_3/IC_4 振荡器工作, 输出 417Hz 信号, 同时 VD_2 导通, IC_5/IC_6 振荡器停振; 同理, 当超低频振荡器输出为“0”时, IC_5/IC_6 振荡器工作, 输出 386Hz 信号, 而 IC_3/IC_4 振荡器停振。

如果不用二极管,需用与非门(CD4011)或者或非门(CD4001)组成的键控振荡器,此时就需要两块集成电路了。

和其他调制振荡器一样,上述电路也能发出具有特色的动听音响。

如果用压电陶瓷片,可把 VT_1 、 VT_2 组成的驱动级去掉,在8脚和12脚间接入压电陶瓷片即可,但声音不如扬声器声音好听。

第七节 变音电子门铃

电子变音门铃电路如图 39.8 所示。压下按钮 S 时,扬声器由低音变成高音,声音宏亮,制作容易。

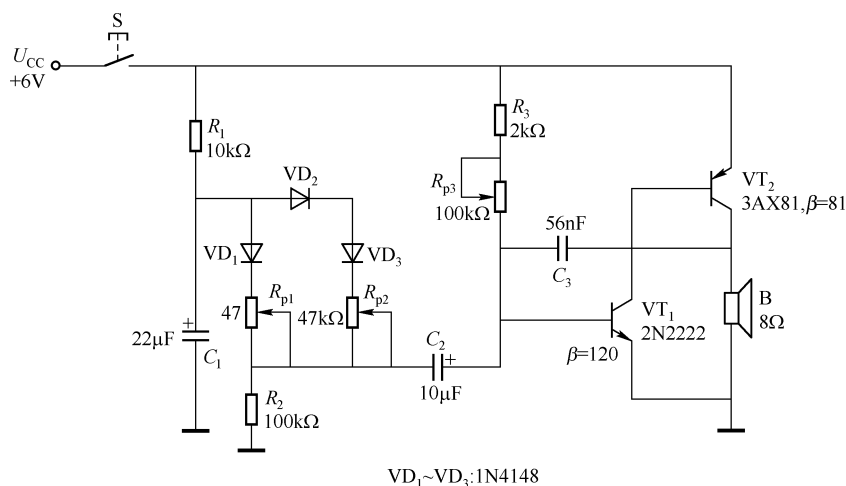


图 39.8 变音电子门铃

电路中, VT_1 、 VT_2 组成互补振荡器,振荡频率由 C_3 确定;音调控制由 $R_{p1} \sim R_{p3}$ 调节确定。 VT_1 的 β 值需100以上, VT_2 的 β 值需70以上, β 值低声音较小。 R_{p1} 可用30kΩ固定电阻, R_{p2} 可用43kΩ固定电阻代替,只用 R_{p3} 调节音调。

第八节 车用大功率警笛发生器

由两片集成电路组成的车用大功率警笛发生器如图 39.9 所示。该电路能发出三种大功率警笛声响。当开关 S_1 接高电平1时,扬声器发出消防车警笛声;当 S_1 悬空2时,扬声器发出警车用警笛声;当 S_1 接低电平3时,扬声器发出救护车警笛声。电路装制容易,只要接线正确,即可正常工作。

LC179为三模拟声发生器集成电路,它产生变频方波信号;TWH8751为大功率开关集成电路,它能进行“开关”放大,直接驱动扬声器。B选用8Ω、10W筒式扬声器,装于车顶上。电路的地线接于搭铁上,电源用车载12V蓄电池。

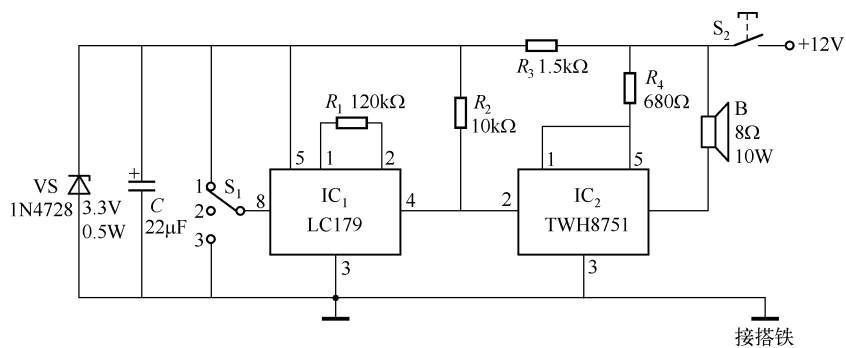


图 39.9 车用大功率警笛发生器

第四十章 CD4017 的设计与应用电路

CD4017 是一种用途极为广泛的十进制计数器/脉冲分配器（时序译码器）集成电路，是继 555 时基电路之后的另一个通用性很强的集成电路，它的应用几乎涉及电子技术的各个领域，价格低廉，功能较强，易于购置。

第一节 CD4017 的基本原理

一、CD4017 的引脚排列及引脚功能

1. 4017 的引脚排列

4017 的引脚排列如图 40.1 所示。

2. 引脚功能

- U_{DD} ：正电源端，电压范围为 3 ~ 18V。
- U_{SS} ：负电源端，常接地。
- CP：时钟脉冲输入端，此时应使 $\overline{EN} = 0$ 。
- \overline{EN} ：使能端，又称时钟禁止端， $\overline{EN} = 0$ 时，可输入脉冲； $\overline{EN} = 1$ 时，禁止脉冲输入。一般情况下， \overline{EN} 接地可正常工作，有时根据需要 \overline{EN} 也可接其他端子。 \overline{EN} 也可输入 CP 脉冲，此时应使 $CP = 1$ 。
- R：复位端，R = 0 时，电路正常计算；R = 1 时所有输出端被强制置零。
- 0 ~ 9：10 个输出端。
- Q_{CO} ：进位端，CD4017 每输入 10 个脉冲， Q_{CO} 便输出 1 个脉冲。

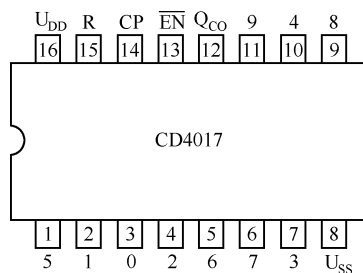


图 40.1 CD4017 的引脚排列

二、CD4017 的基本原理

CD4017 称为十进制计数器/脉冲分配器（时序译码器）。在 $R = 0$ ， $\overline{EN} = 0$ 的条件下，当输入时钟脉冲时，其 10 个输出端子 0 ~ 9 依次输出高电平，而且在任何时候只有一个输出端是高电平，时序波形如图 40.2 所示。掌握了 CD4017 的基本功能和时序波形图，就能设计出千姿百态的应用电路。

由于每个输出端都有输出或输入几毫安电流的能力，所以 CD4017 的译码输出可直接点亮一系列发光二极管，使其顺序地发光或顺序地启动音调发生器的各引脚，从而产生特殊的

音响效果或曲调。如果把 CD4017 的输出反馈至自身的控制输入端，就可以进行 2~9 间的计数和分频。若把任意多个 CD4017 加以级（串）联，还可得到任意数量的计数和分频。

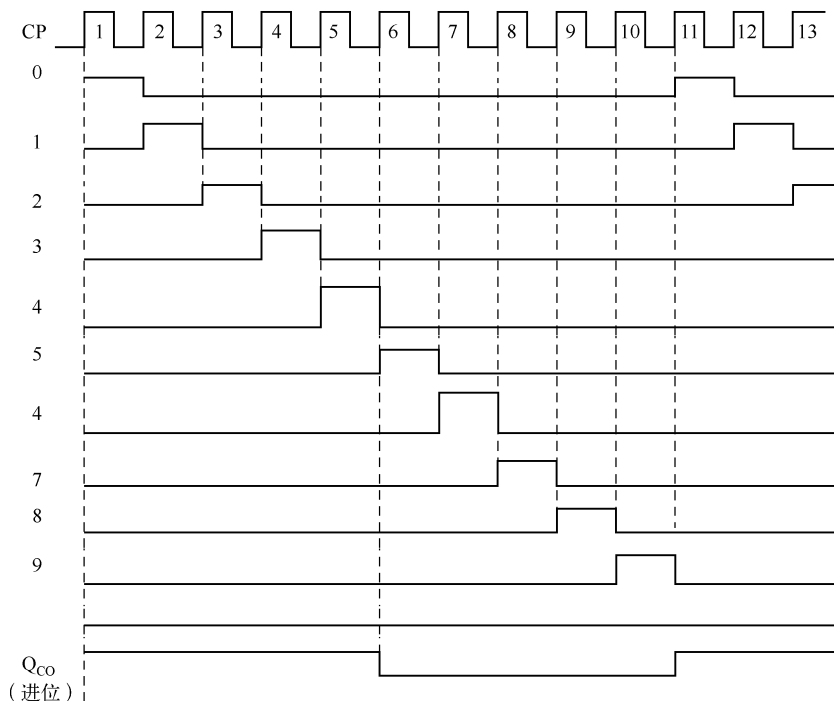


图 40.2 CD4017 的时序波形图

精确工作（即在要求较高的场合下）时，输入到 CD4017 的时钟脉冲其上升时间必须小于 $15\mu\text{s}$ ，但对于驱动 LED 或产生音响的电路，对上升时间要求不严。实用时钟脉冲频率一般控制在 5MHz 以下。

第二节 CD4017 的实用分频电路

利用 CD4017 的基本特性可以设计出各种分频电路，设计简单、实用。

一、分频器

1. 十分频器

使用 CD4017 最简单的方法是作为十分频器如图 40.3 所示。由时基电路 555 产生的振荡信号作为 CD4017 的输入信号，CD4017 的输出由进位端 Q_{co} 引出，每输入 10 个 CP 脉冲， Q_{co} 才输出一个脉冲，因此该电路为十分频器。

2. 多级十分频器

将 3 只 CD4017 串联起来，便可组成三级 10 分频电路，如图 40.4 所示。由此电路可得 10 分频、100 分频、1000 分频电路。各分频器由 CD4001 组成的反相缓冲器引出，用于对输出脉冲的整形。

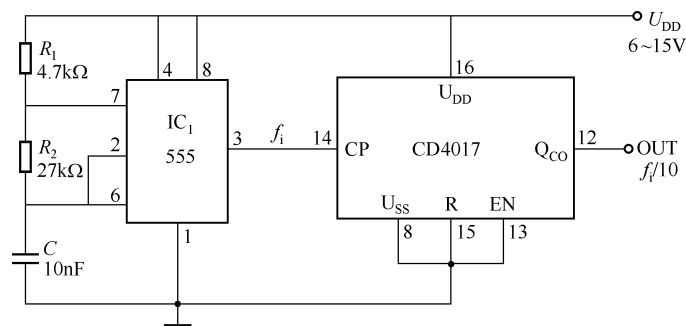


图 40.3 CD4017 的 10 分频器

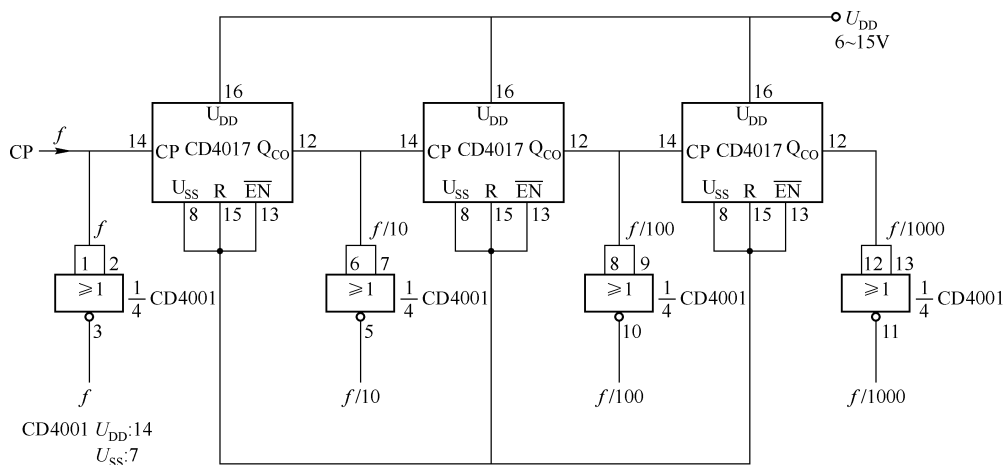
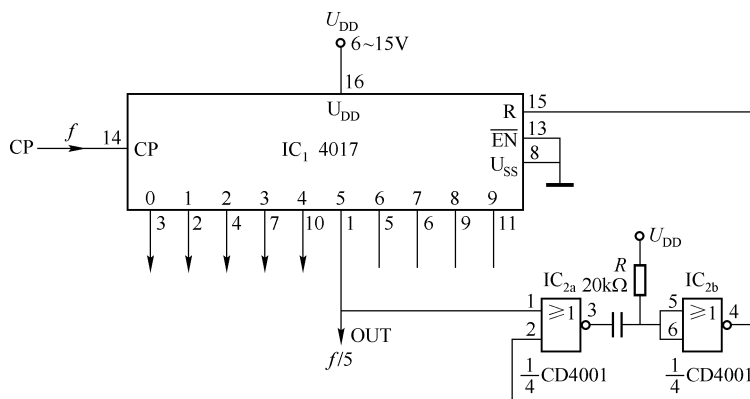


图 40.4 多级 10 分频器

3. N ($N=2 \sim 9$) 分频器及设计方法

N 分频器电路如图 40.5 所示, 由该电路可以得到 $2 \sim 9$ 分频, 图中接法为五分频电路。当输出端变化为高电平时, 使得由 IC_{2a} 和 IC_{2b} 组成的单稳态电路输出一个宽度为 $14\mu s$ 的脉冲, 此正脉冲送入 CD4017 的复位端 R , 使 $R=1$, CD4017 的输出立即复位为零, 为下一个 CP 脉冲的到来做准备。

图 40.5 N ($N=2 \sim 9$) 分频器

(1) 对输入脉冲频率的要求

单稳态输出的持续时间, 即单稳的输出脉冲宽度 τ 必须小于 CP 脉冲周期 T , 即

$$\tau = 0.69RC < T$$

对于图示参数, $\tau = 0.69 \times 20 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9} \text{s} \approx 14 \mu\text{s}$, 所以 $f < 1/(0.69RC) = 72 \text{kHz}$ 。

在 $R = 20 \text{k}\Omega$, $C = 1 \text{nF}$ 的情况下, 输入时钟脉冲的频率必须小于 72kHz , 可取 $f = 60 \text{kHz}$ 或其他频率值。

(2) 获得 $N(N=2 \sim 9)$ 分频的方法

图 40.5 是将单稳电路的 1 脚接到第 5 输出端 (1 脚), 为 $N=5$ 分频电路。若将单稳的 1 脚接到 4 输出端 (10 脚) 和 2 输出端 (4 脚) 则分别为四分频和二分频; \dots ; 单稳的 1 脚接 9 输出端 (11 脚) 则为 9 分频。

二、多于 10 个输出端的分频器

1. 17 分频器

17 分频电路由 2 只 CD4017 和 1 只 CD4001 等组成, 如图 40.6 所示。

前面介绍的几种分频器, 其分频系数 $N \leq 10$, 对于 $N > 10$, 通过简单的级联便可得到 10 ~ 17 分频器。

时钟输入信号同时加到 IC_1 和 IC_2 的 CP 输入端, 当计数次数低于 9 时, IC_1 的第 9 输出端仍处于低电平, 这个低电平通过反相器 IC_{3c} , 使 IC_2 的 $\overline{\text{EN}} = 1$, 因此, 在这一段时间内, CP 脉冲对 IC_2 不起作用。当第 9 输出端升为高电平时, 使 IC_1 的 $\overline{\text{EN}} = 1$, CP 脉冲对 IC_1 不起作用, 同时, 又使 IC_2 的 $\overline{\text{EN}} = 0$, 于是, IC_2 开始计数。当第 17 个时钟脉冲到来时, IC_2 的第 9 输出端又变为高电平, 该脉冲触发了由 IC_{3a} 和 IC_{3b} 组成的单稳态电路, 单稳的 4 脚输出宽度约为 $14 \mu\text{s}$ 的高电平, 致使 IC_1 和 IC_2 的两复位端 $R = 1$, 两计数器同时清零, 此后又重新开始计数程序。

此电路中 IC_1 的 9 输出端、 IC_2 的 0 输出端和 9 输出端在计数过程中均未起到计数作用, 因此, 电路所提供的输出端为 17 个, 而不是 20 个, 能进行 1 ~ 17 范围内的任何数目的计数或分频, 此时只要将 IC_{3a} 的 1 脚与 IC_1 或 IC_2 的相应输出端连接即可。

2. 25 分频器

由 3 只 CD 4017、1 只 CD 4001 和 1 只 CD 4011 经过适当连接, 可组成 18 ~ 25 分频电路, 如图 40.7 所示。图中 IC_2 的 9 输出端为低电平时, 经由 IC_{4b} 使 IC_3 不能对 CP 脉冲计数, 而 IC_1 的 9 输出端的低电平经 IC_{4a} 使 IC_2 不能计数, 这种状态持续到第 9 个 CP 脉冲到来时才能改变。此时, IC_2 开始进行计数, 而 IC_1 则由于其自身的第 9 个输出的高电平而不能计数。在 IC_2 进行第 10 ~ 17 个 CP 脉冲计数时, 保持此种状态。在第 17 个 CP 脉冲到来后, IC_2 的 9 输出端输出高电平, 经由 IC_{4a} 和 IC_{4b} 使 IC_2 不再对 CP 脉冲计数。在第 18 ~ 25 个 CP 脉冲到来期间, IC_1 和 IC_2 均保持其禁止状态, 直到第 25 + 1 个 CP 脉冲到来时, 此脉冲通过 IC_{5a} 和 IC_{5b} 组成的单稳态电路, 使整个电路复位至零。

应当指出, IC_1 计数器提供 9 个有效输出信号, 而 IC_2 和 IC_3 只能提供 8 个有效输出信号。

3. 33 分频器

仔细分析 25 分频器, 可以使电路扩展为 33 分频电路, 在 IC_2 和最后一级 IC_3 之间再加一级 CD4017 和相应的与非门即可方便地组成 33 分频电路, 如图 40.8 所示。

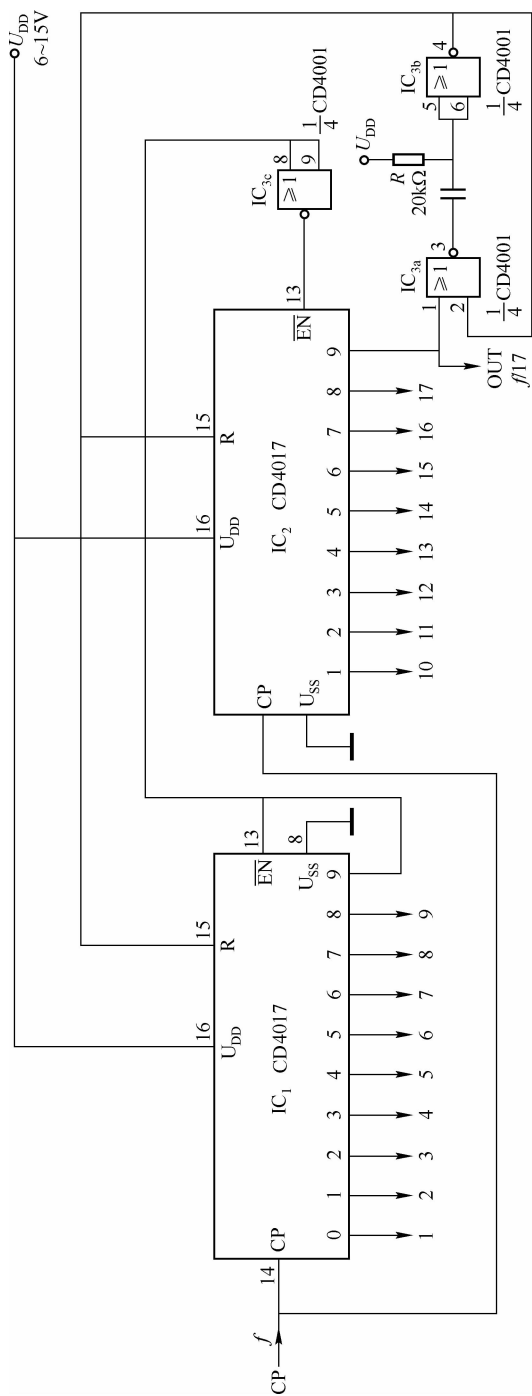


图 40.6 由 CD4017 组成的 17 分频电路

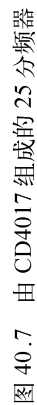


图 40.7 由 CD4017 组成的 25 分频器

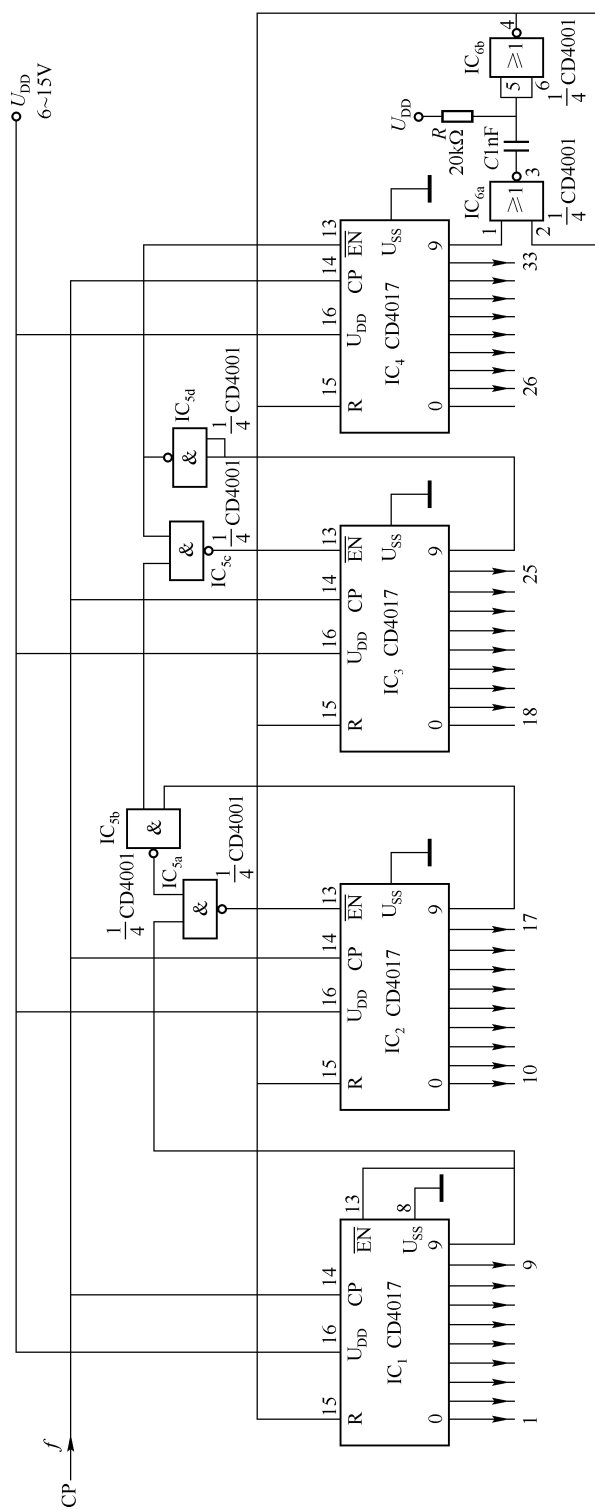


图 40.8 由 4017 组成的 33 分频器

第四十一章 单电源运放和运放单电源使用的应用电路

第一节 单电源运放应用电路

很多运算放大器都是双电源电路，电源数量多，增加了成本，给应用带来不便。有些半导体生产厂商为了降低使用成本和应用方便，就设计生产了一些单电源运放。例如，常用的 LM324（四运放）、LM358（双运放）就是单电源电路，它们还可以使用双电源，如 LM324，单电源时为 $5 \sim 12\text{V}$ ；双电源时为 $\pm 5 \sim \pm 12\text{V}$ 。

一、单电源运放组成的交流放大器

单电源运放组成的交流放大器电路如图 41.1 (a) 所示，电路的增益 $A_F = -R_F/R_1$ 。它的静态直流电压由单电源电阻分压取得，使 $R_2 = R_3$ ，其静态直流电压为 $U_o(\text{DC}) = \frac{1}{2}U_{CC}$ 。

耦合电容 C_1 、 C_2 由以下两式确定：

$$C_1 = 1000 / (2\pi f_0 R_1), C_2 = 1000 / (2\pi f_0 R_L) \quad (\text{单位: } \mu\text{F})$$

式中， f_0 是所需的最低输入频率 (Hz)； R_1 、 R_L 的单位为 $\text{k}\Omega$ ， C_1 、 C_2 的单位为 μF 。另外，应使 $R_2 = R_3 = 2R_F$ 。

由单电源运放 LM324 组成的反相交流放大器的输入信号为正弦波，其输出波形如图 41.1 (b) 所示，是在静态电压上叠加的交流正弦信号。

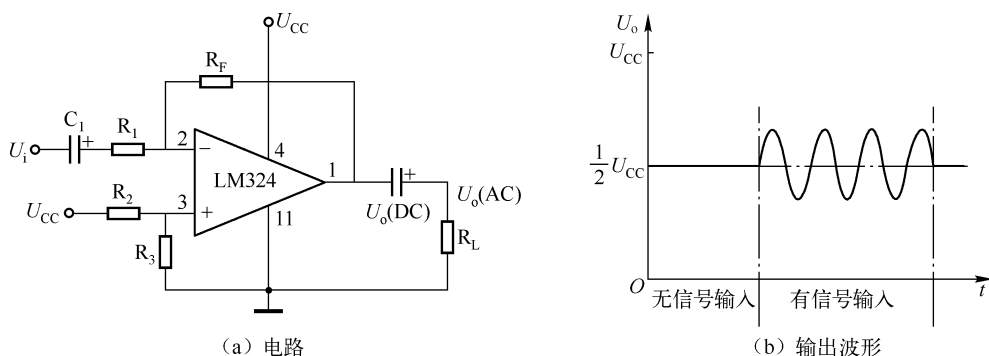


图 41.1 单电源运放组成的交流放大器

二、其他单电源运算放大器

为了使用方便,节约使用成本,一些开发商生产出不少单电源工作的运放。例如:MAX406/407/418 (单/双/四),单电源 2.5 ~ 10V; MAX409/417/419/ (单/双/四), 2.5 ~ 10V; MAX471/472, 3 ~ 36V; MAX473/474/475 (双/双/四), 2.7 ~ 6V; MAX478/479, 单电源 2.2 ~ 36V, 双电源 $\pm 1.1 \sim \pm 18\text{V}$; MAX480, 单电源 + 1.6 ~ 36V, 双电源 $\pm 0.8 \sim \pm 18\text{V}$; MAX492/494/495 (双/四/单), 2.7 ~ 6V; MAX4122/4123 (单), 2.7 ~ 6.5V; MAX4124/4125 (单), 2.7 ~ 6.5V; MAX4126/4127 (双), 2.7 ~ 6.5V; MAX4128 (双), 2.7 ~ 6.5V; MAX4129 (单), 2.7 ~ 6.5V; MAX4330 ~ 4334 (单/双/四), 2.3 ~ 6.5V; MAX4162 (单), 2.7 ~ 6.5V; MAX4163/4164 (双/四), 2.7 ~ 6.5V; MAX4165/4166 (单), 2.7 ~ 6.5V。这些运放使用方便,都是轨至轨 (Rail-to-Rail) 运放,性能优良,但价格比常用运放高。

三、运放单电源使用的交流放大电路

有些文献中,将双电源运放单电源使用,组成单电源差动交流放大器,如图 41.2 所示。 $\mu\text{A}741$ 是双电源运放,多数情况下必须双电源使用。这里,它的正电源端 7 脚接 12V,负电源端 4 脚接地,作为单电源使用,其静态电压为 6V,闭环增益输出电压 $u_o = (1 + R_F/R_1) R_4 / (R_2 + R_4) u_{i2} - R_F/R_1 u_{i1} = 4/3 u_{i2} - u_{i1}$ 。电路最低输入信号频率为 16Hz,最高输入信号频率由 $\mu\text{A}741$ 的最高工作频率限定。综合 $\mu\text{A}741$ 的参数、曲线,输入信号的最高频率应为 10kHz。

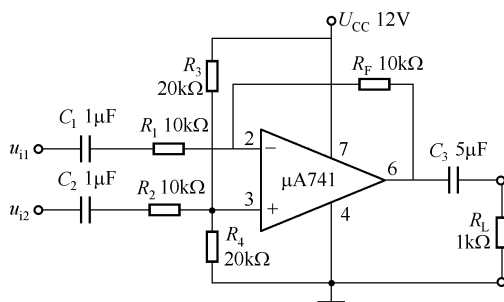


图 41.2 运放单电源使用的交流放大电路

第二节 高电压大电流功率运放 OPA549 应用电路

OPA549 是 BB 公司的产品,是一种高电压、大电流功率运算放大器,它能提供很好的低电平信号精度,输出高电压、大电流,可驱动各种负载。

一、OPA549 的特点

- ① 输出电流大,连续输出电流达 8A,峰值电流达 10A。
- ② 工作电压范围宽,单电源时为 +8 ~ 60V,双电源时为 $\pm 4 \sim \pm 30\text{V}$ 。

- ③ 输出电压摆幅大。
- ④ 有过热关断功能，电流极限可调。
- ⑤ 有使能禁止功能，有过热关断指示功能。
- ⑥ 转换速率为 $9\text{V}/\mu\text{s}$ 。
- ⑦ 可驱动各种工业设备（如电动机、阀门、螺旋管线圈、激励器）、测试设备、电源、音频功率放大等大电流负载。
- ⑧ 工作温度范围为 $-40 \sim +85^{\circ}\text{C}$ 。

二、OPA549 的引脚排列及引脚功能

OPA549 为 11 脚叉齿式封装（ZIP），引脚排列如图 41.3 所示，引脚功能见表 41.1。

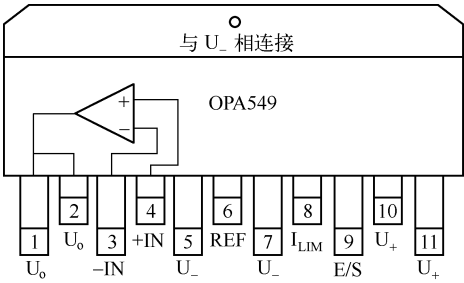


图 41.3 OPA549 的引脚排列

表 41.1 OPA549 的引脚功能

引 脚 号	符 号	功 能
1、2	U_o	放大器输出端，1 脚与 2 脚要连在一起
3	$-IN$	反相输入端
4	$+IN$	同相输入端
5、7	U_-	电源负端，5 脚与 7 脚要连在一起，可接地使用
6	REF	基准端（控制信号），一般接地
8	I_{LIM}	极限电流端，外接 R_{CL} 电阻到 6 脚
9	E/S	迫使此端为低电平时，输出禁止；若内部过热而关断此端时，输出低电平（可作为热关断指示）
10、11	U_+	电源正端，10 脚与 11 脚要连在一起

三、OPA549 的主要参数

- ① 失调电压 U_{os} ：典型值为 $\pm 1\text{mV}$ ，最大为 $\pm 5\text{mV}$ 。
- ② 失调电压温度系数：典型为 $20\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。
- ③ 输入偏流 I_s ：典型值为 -100nA ，最大值为 -500nA 。
- ④ 输入噪声电压 e_N ：典型值为 $70\text{nV}/\text{Hz}$ 。
- ⑤ 共模抑制比 CMRR：典型值为 95dB 。
- ⑥ 开环增益 A_{OL} ：典型值为 110dB 。

- ⑦ 增益带宽乘积：为 0.9MHz。
- ⑧ 输入阻抗：为 $10^7\Omega/6\text{pF}$ （差动输入）和 $10^9\Omega/4\text{pF}$ （共模输入）。
- ⑨ 电压摆幅率 SR：为 $9\text{V}/\mu\text{s}$ 。
- ⑩ 总谐波失真（THD + N）：为 0.015%。
- ⑪ 电源电压 U_s ：为 $\pm 3\text{V}$ 。
- ⑫ 静态电流 I_Q ：典型值为 $\pm 26\text{mV}$ ，关闭模式下为 $\pm 6\text{mV}$ 。

四、OPA549 的典型应用电路

OPA549 的典型应用电路如图 41.4 所示。

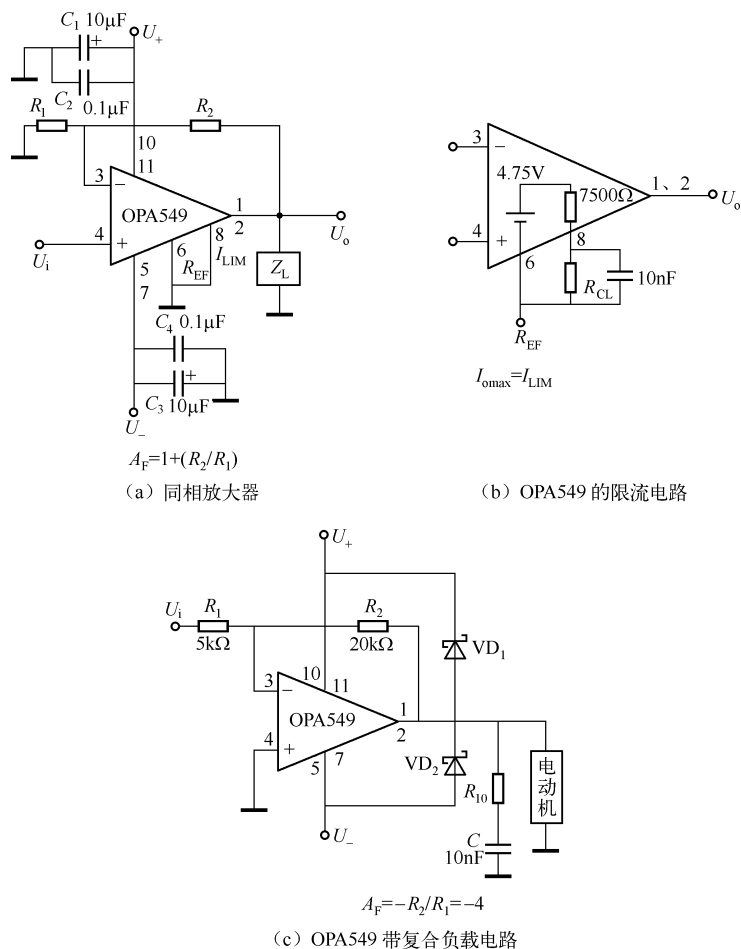


图 41.4 OPA549 的典型应用电路

1. 同相放大器

图 41.4 (a) 所示为同相放大器，其正、负电源端要串联阻抗小的旁路电容，图中用 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容和 $10\mu\text{F}$ 的钽电容并联（在装配时应尽量使旁路电容靠近正、负电源端）。两个输出端 1 脚和 2 脚必须连接在一起；正电源端 10 脚和 11 脚，负电源端 5 脚和 7 脚也要相应连在一起。8 脚 I_{LIM} 和 6 脚 REF 相连，最大极限电流（即峰值电流）为 10A。电路的增

益为 $A_f = 1 + R_2/R_1$ 。

9 脚 E/S 有两个功能, 当 E/S = 0 时为禁止输出状态, 即 $U_o = 0$; 通过检测此端的电平来指示器件内部是否因过热而关断; 在 E/S 端加一个逻辑低电平 (小于 $U_{REF} + 0.8V$), 在 $1\mu s$ 内输出被禁止, 若要恢复输出, 可使此端开路或施加大于 $U_{REF} + 2.4V$ 的电压。

OPA549 的过热关断电路可防止过热烧毁元器件, 当内部电路温度接近 $160^\circ C$ 时, 放大器因过热而关断, 无输出; 当温度降至接近 $140^\circ C$ 时放大器自动恢复工作。

E/S 端可检测是否过热关闭。在正常工作时, E/S 端的典型电压比 REF 端电压高 $3.5V$; 一旦发生过热关闭, E/S 端电压仅比 REF 端电压高 $200mV$ 。

2. OPA549 的限流电路

图 41.4 (b) 所示为 OPA549 的限流电路, 8 脚接电阻 R_{CL} 可限制输出电流 I_{LIM} , R_{CL} 与 I_{LIM} 的关系为

$$R_{CL} = (4.75V \times 15800) / I_{LIM} - 7.5k\Omega$$

与 R_{CL} 并联的电容可减少环境噪声影响。

3. OPA549 带复合负载电路

图 41.4 (c) 所示为 OPA549 带复合负载电路, 复合负载 (带感性、容载负载) 会引起输出不稳定, 在输出端接 RC 补偿电路, 便能使输出具有较好的稳定性。补偿电阻 R 取 $3 \sim 10\Omega$, 补偿电容 C 取 $0.01 \sim 0.1\mu F$ 。

当输出端驱动感性负载时, 产生的感应电动势会影响放大器, 使输出电压超过电源电压, 可加接肖特基钳位二极管 VD_1 、 VD_2 来避免, 可选用 $8A$ (或 $10A$) 的肖特基二极管。

五、OPA549 的应用电路

1. 电压源电路

由 OPA549 组成的固定电压源电路如图 41.5 所示, 这是一个同相放大电路, 其输出电压为

$$U_o = U_{CL} (1 + R_2/R_1) = 10U_{CL}$$

式中, U_{CL} 为内部参考电压 U_{REF} ($4.75V$), 由内阻 (7500Ω) 和外接电阻 R_{CL} 的分压形成, 即 I_{LIM} 端的电压。电阻 R_{CL} 确定需要的输出电流为

$$I_o = 15800 \times 4.75V / (7500\Omega + R_{CL})$$

在 I_{LIM} 端新得到的电压 U_{CL} 是恒定的, 在工作温度范围内是稳定的, U_{CL} 加至同相端。故电路是一个输出电压为 $U_o = U_{CL} (1 + R_2/R_1)$ 的电压源, 选择不同的 R_{CL} 可确定不同的输出电压和输出电流。

2. 由 OPA549 组成的大电流可调电压源电路

由 OPA549 组成的大电流可调电压源电路如图 41.6 所示。该电路不仅可以方便地调节输出电压, 而且还可以调限制电流。用 $10k\Omega$ 电位器 R_{p1} 可调节输出电压, 用 $20k\Omega$ 电位器 R_{p2} 可调节极限电流。

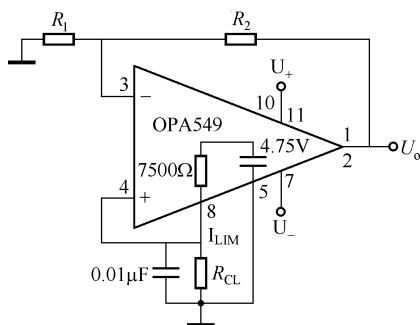


图 41.5 由 OPA549 组成的电压源电路

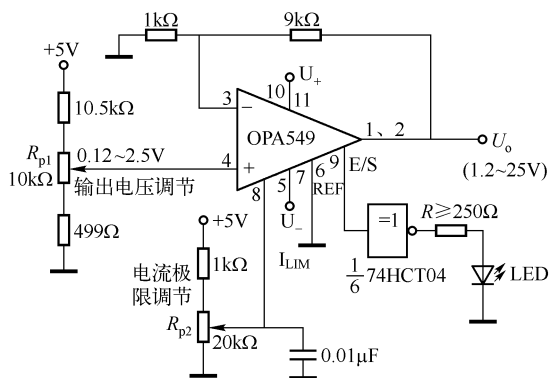


图 41.6 由 OPA549 组成的大电流可调电压源电路

该电路具有过热关断指示，当发生过热时，E/S 端输出低电平，经反相器 74HCT04 反相后变为高电平，使 LED 亮。

电路的工作电压为 $U_+ = 30V$ ， $U_- = 0V$ （接地），输出电压范围为 $1.2 \sim 25V$ ；输出电流 $I_o = 0 \sim 8A$ 。

3. 由 OPA549 组成的开关型放大器

由两个 OPA549 组成的开关型放大器如图 41.7（a）所示。运放 A_1 、 A_2 均接成反相放大器， A_1 的闭环增益为 $A_{F1} = -R_2/R_1$ ， A_2 的闭环增益为 $A_{F2} = -R_4/R_3$ 。两个运放的 E/S 端经非门连接在一起，加入方波信号进行控制。电路分析如下：

① 令 $U_{i1} = U_{i2} = U_i$ （加直流信号）， $A_{F1} = A_{F2} = A_F$ （ $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ）

当 $U_{E/S} = 0$ 时， A_1 的输出为 $U_{o1} = 0$ ， A_2 的输出为 $U_{o2} = -U_{FN}A_F$ ；当 $U_{E/S} = 1$ 时， $U_{o1} = -U_{FN}A_F$ ， $U_{o2} = 0$ 。故输出电压为一个被放大 $-A_F$ 倍的直流电压 $-A_F U_{FN}$ ，其输出波形如图 41.7（b）中曲线（1）所示。

② $U_{i1} \neq U_{i2}$ ， $A_{F1} \neq A_{F2}$ ，则电路输出为一负值的直流脉冲电压

例如， $U_{i1} = 2V$ ， $U_{i2} = 1V$ ， $A_{F1} = -R_2/R_1 = -10$ ， $A_{F2} = -R_4/R_3 = -5$ 。在 $U_{E/S}$ 方脉冲的作用下，当 $U_{E/S} = 0$ 时， A_1 输出为 0， A_2 导通， $U_{o2} = -5U_{i2} = -5V$ ；当 $U_{E/S} = 1$ 时， A_2 输出为 0， A_1 导通， $U_{o1} = -10U_{i1} = -20V$ 。故输出电压为负方波信号，波形如图 41.7（b）中曲线（2）所示。

如若需要正输出电压，两个输入信号 U_{FN1} 、 U_{i2} 均应为正，两运放均应接成同相放大器，两个输入信号均从同相输入。

另外， $U_{E/S}$ 方波的频率不能太高，要满足增益带宽乘积 $GBW = 0.9MHz$ 的要求。

4. OPA549 扩大输出电流电路

OPA549 扩大输出电流电路如图 41.8 所示， A_1 是主放大器，为同相放大电路，增益为 5； A_2 是从放大器，接成电压跟随器作为缓冲级。两放大器并联输出，可使输出电流增大一倍。为防止两放大器的输出电压有差别，在输出端加了两个 0.1Ω 均流电阻。

以上各电路均应采用不同的散热器，使结温不超过 $125^\circ C$ ；器件的背部金属片应接 U_- 端；1 脚与 2 脚、5 脚与 7 脚、10 脚与 11 脚均应对应连接。

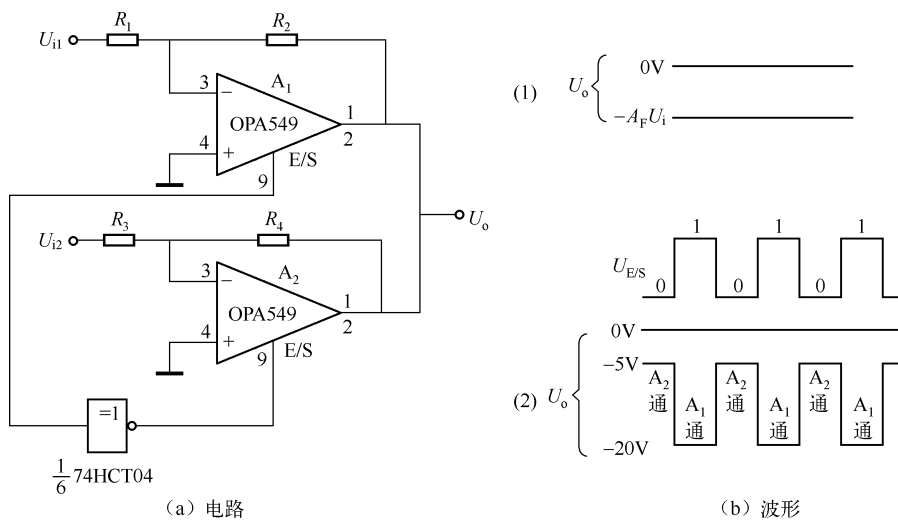


图 41.7 由 OPA549 组成的开关型放大器

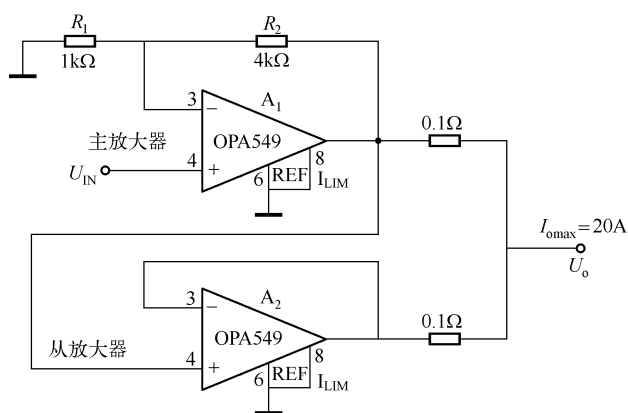


图 41.8 OPA549 扩大输出电流电路

第四十二章 调谐放大器、调谐振荡器的设计

第一节 JFET 调谐放大器的设计

本节主要介绍单调谐回路结型场效应管放大器的设计。

调谐放大器在无线电广播、通信、雷达、仪器仪表等领域有着广泛的应用。常用的单调谐回路 JFET 谐振放大器如图 42.1 所示。

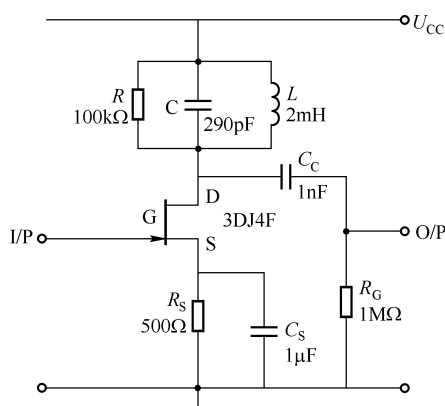


图 42.1 单调谐回路 JFET 谐振放大器电路

一、设计步骤

- ① 选择合适的工作点，确定源极电阻 R_s 。
- ② 对 R_s 去耦。
- ③ 由给定的增益 $G = g_m R_{eff}$ 计算电路的等效电阻 R_{eff} 。
- ④ 由带宽 $B_w = \frac{1}{2\pi R_c} = \frac{f_0}{Q}$ 确定 C ，因而得到给定带宽的电容量，但 C 包含了外接电容和分布电容（两者并联）。
- ⑤ 在设计频率下，由 $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ 计算 L 值。
- ⑥ 确定谐振网络中的电阻 R 值。并联谐振时，其谐振阻抗 $Z = L/(Cr) = R_D$ (r 为线圈的电阻) 为一纯电阻。 R_D 与 R_c (外接)、 r_D (漏极电阻) 三者并联，即 $R_{parallel} = R_D // R_c // r_D$ ，

再由 $R_{\text{eff}} = R // R_{\text{parallel}}$ (步骤③) 可确定 R 。

二、设计举例

试设计一个单调谐回路的 JFET 谐振放大器, 其增益 $G = 100$, 谐振频率 $f_0 = 200\text{kHz}$, 带宽 $B_W = 10\text{kHz}$, $U_{\text{CC}} = 9\text{V}$ 。

电路的形式见图 42.1, 设计计算如下:

① 因电感线圈的欧姆(固有)电阻较小, 故可忽略, 因此, 漏极电压 $U_D = 9\text{V}$, 选择 3DJ4F 管子。则 $g_m = 2\text{mS}$ (结型场效应管的跨导 g_m 一般在 $2 \sim 6\text{mS}$ 之间, 可查参考表 42.1), 漏极电阻 $r_D = 200\text{k}\Omega$ 。在此条件下选择 FET 的工作点, 即令 $U_{\text{DS}} = 9\text{V}$, $I_D = 2\text{mA}$, $U_{\text{GS}} = -1\text{V}$, 则

$$R_s = \frac{1\text{V}}{2\text{mA}} = 500\Omega$$

② 对 R_s 去耦, 即保证 R_s 的压降主要为直流成分, 也就是将 200kHz 的信号电压由退耦电容 C_s 分流。在 200kHz 频率下, 要求 C_s 的阻抗远小于 500Ω , 即 $X_C = 1/(2\pi fC) \ll R_s$ 。 $C_s = 1\mu\text{F}$ 时, $X_C = 0.8\Omega$, 故选 $C_s = 1\mu\text{F}$ 。

③ $R_{\text{eff}} = G/g_m = 100/2 \times 10^{-3}\Omega = 50\text{k}\Omega$

④ 由 $B_W = 1/(2\pi RC)$, 确定 $C = 1/(2\pi R_{\text{eff}} B_W) = 1\text{F}/(2\pi \times 50 \times 10^3 \times 10 \times 10^3) = 318\text{pF}$ 。 C 包含了寄生电容, 寄生电容为 28pF 可以接受, 故取外接电容 $C = 290\text{pF}$ 。

⑤ 由 $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ 得

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \times (200 \times 10^3)^2 \times 290 \times 10^{-12}} \text{mH} = 2\text{mH}$$

⑥ 假定电感线圈的电阻 $r = 30\Omega$, 则谐振时漏极电阻 $R_D = L/(Cr) = 2 \times 10^{-3}\Omega/(290 \times 10^{-12} \times 30) = 230\text{k}\Omega$ 。

可谐振的 R_C 取值为 $1\text{M}\Omega$, 故 $R_{\text{parallel}} = R_D // R_C // r_D = 0.23\text{M}\Omega // 1\text{M}\Omega // 0.2\text{M}\Omega = 97\text{k}\Omega$ 。

由步骤③计算出的等效电阻 R_{eff} , 实际上是电路中的 R 与 R_{parallel} 的并联值, 即

$$\frac{1}{50\text{k}\Omega} = \frac{1}{R} + \frac{1}{97\text{k}\Omega}$$

可得 $R = 103\text{k}\Omega$, 取标称值 $R = 100\text{k}\Omega$ 。

⑦ 选择耦合电容 C_C

谐振放大器的输出接口 O/P 一般接到下一级 JFET 的栅极上, 故需接耦合电容 C_C 。

耦合电容的选择原则是, 对谐振频率的电抗可以忽略, 选择 $C_C = 1\text{nF}$ 是合适的, 因此有

$$X_C = 1/(2\pi f_0 C_C) = 1\Omega/(2\pi \times 200 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}) = 796\Omega \ll R_C = 1\text{M}\Omega$$

常用的国产 N 沟结型场效应管主要参数见表 42.1。

表 42.1 常用国产 N 沟道结型场效应管主要参数

参数名称	饱和漏极电流	夹断电压	栅源直流输入电阻	共源小信号低频互导	极间电容	低频噪声	最高振荡频率	上升时间	最大漏源电压	最大栅漏功率	储藏温度	备 注
参数符号	T_{DSS}	$ U_P $	R_{gs}	g_m	C_{gs}	C_{gd}	f_M	t_r	BV_{DS}	P_{DM}	T_S	最大漏源电流
单位	mA	V	Ω	μS	pF	pF	MHz	ns	V	mW	$^{\circ}C$	mA
测试条件	$U_{DS} = 10V, U_{GS} = 0V$	$U_{DS} = 10V, I_D = 50\mu A$	$U_{DS} = 0V, U_{GS} = 10V$	$U_{DS} = 10V, I_D = 3mA, f = 1kHz$	$U_{DS} = 10V, f = 500kHz$	$U_{DS} = 10V, I_D = 0.5mA, R_g = 10M\Omega, f = 500kHz$	$U_{DS} = 10V, U_{GS} = 10V$	$U_{DS} = 10V, I_D = 3mA, f = 1MHz$				
3DJ2D	<3.5											
3DJ2E	0.3 ~ 1.2											
3DJ2F	1 ~ 3.5	$< \begin{vmatrix} -9 \end{vmatrix}$	$\geq 10^7$	> 2000	≤ 3	≤ 1	≥ 300		> 20	100	$-55 \sim +125$	15 D 挡 $U_P < 0.5V$ 为合格; E 挡 $U_P < 1V$ 为合格; F 挡 $I_{DSS} < 1.6mA$ 时, $g_m \geq 1600\mu S$ 为合格
3DJ2G	3 ~ 6.5											
3DJ2H	6 ~ 10											
3DJ3A	<35	$\begin{vmatrix} 2,5 \\ 1-5 \end{vmatrix} \sim$	10^7	> 3000	≤ 9	≤ 4		< 200	20	100	$-55 \sim +125$	开关管
3DJ3B		$< \begin{vmatrix} -3 \end{vmatrix}$										
3DJ4F	15	-9	10^7	2000	3	1	300		20	100		低噪声
3DJ6D	<0.35											
3DJ6E	0.3 ~ 1.2											
3DJ6F	1 ~ 3.5	$< \begin{vmatrix} -9 \end{vmatrix}$	$\geq 10^7$	> 1000	≤ 5	≤ 2	≥ 30		20	100	$-55 \sim +125$	D 挡 $U_P \leq 1V$ 为合格; E 挡 $U_P \leq 1V$ 或 $g_m > 500\mu S$ 为合格; D、E 挡 f_M 不考核
3DJ6G	3 ~ 6.5											
3DJ6H	6 ~ 10											
3DJ7F	1 ~ 3.5											
3DJ7G	3 ~ 11											
3DJ7H	10 ~ 18	$< \begin{vmatrix} -9 \end{vmatrix}$	$\geq 10^7$	> 3000	≤ 8	≤ 3	≥ 90		20	100	$-55 \sim +125$	对于 F 挡, 当 $U_{DS} = 10V, I_D = 1mA$ 时, $g_m \geq 2000\mu S$ 为合格
3DJ7I	17 ~ 25											
3DJ7J	24 ~ 35											
3DJ8F	15	$\begin{vmatrix} -9 \end{vmatrix}$	10^7	6000	5	3	90		20	100		高互导

三、单调谐放大器的级联

这里举一个例子来说明单调谐振放大器的级联问题。

假定采用 BFS28 型场效应晶体管, 其跨导 $g_m = 12\text{mS}$, 每一级的工作频率可达 68MHz 。采用三级单调谐放大器级联, 要求级联后的放大器的总增益 $G = 70\text{dB} = 3162$, 这样大的放大倍数, 用单管单级电路是很难达到的。若采用三级, 平均起来, 每级的放大倍数为 $\sqrt[3]{3162} \approx 15$, 单级带宽 $B_{sg} = 68\text{MHz}/15 = 4.53\text{MHz}$, 级联后的带宽为

$$B_w = B_{sg} \frac{1}{1.2\sqrt{n}} = 4.53 \times \frac{1}{1.2 \times \sqrt{3}} \text{MHz} = 2.2\text{MHz}$$

这样一来, 就可以将多级级联放大器的总增益、带宽分解到各个单级电路上, 以达到设计要求。

第二节 JFET 射频 (RF) 可调谐放大器的设计

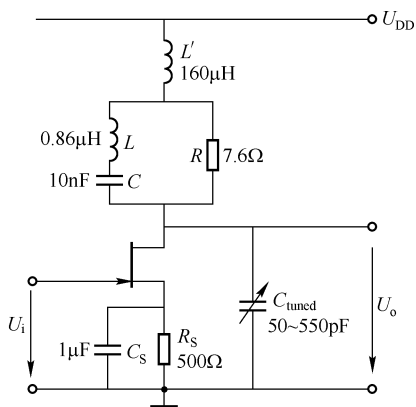


图 42.2 JFET 射频 (RF) 可调谐放大器

RF 可调谐放大器在无线电通信、无线电仪器领域, 特别是在接收机中应用广泛。对 RF 放大器的基本要求是, 在整个调谐范围内, 其选择能力保持不变。

本节介绍用场效应管设计 RF 放大器的基本方法, 电路的基本形式如图 42.2 所示。

可调谐 RF 放大器的谐振频率可由电路中的电感或电容进行调节。电感调谐一般采用磁调谐方式, 即调节电感线圈中的磁心位置。采用这种调谐方式, 在整个调谐范围内其选择性、增益的变化比电容调谐小一些, 但价格较高, 不太实用。因此, 通常还是采用电容调谐的方法。

一、设计要素

1. 谐振等效电阻, Q 值与频率的关系

并联调谐电路的带宽 $B = f_0/Q$, 为了保持选择能力不变, 带宽 B 应保持不变, 也就是说 Q 值的变化不大。由 $Q = \omega L/r$ 可以看出, 固定电感具有确定的欧姆电阻, 因此 Q 与 f_0 成正比。

事实上, 随着频率的增加, 线圈的等效电阻 r 也将增加, 含铁心电感线圈的 Q 值却随之减小。 r 、 Q 与 f 的关系如图 42.3 所示。该图对设计可调谐 RF 放大器十分有用。

线圈的等效电阻 r 随频率而变化, 当 $f = 1600\text{kHz}$ 时, $r = 10\Omega$ 。图中显示, 频率从 400kHz 增至 1600kHz , 电阻 r 从 2Ω 增至 10Ω 。这就需要一个 $L-C-R$ 网络, 在相同的频率范围内, 其等效电阻从 8Ω 下降至 0 , 以使总电阻保持 10Ω 不变。这种技术的缺点是, 低频时电路的性能下降。

2. $L-C-R$ 网络

由图 42.3 可知, 需要一个具有电阻分量的网络, 随着频率的增加, 线圈的阻抗也随之增大, 达到随频率的变化保持总电阻不变, 最后, 得到选择性保持不变的目的。

$L-C-R$ 网络如图 42.4 所示。电路中的电抗 $jX = j\omega L + 1/(j\omega C) = j\omega L[1 - 1/(\omega^2 LC)]$, 电路的阻抗 $Z = jRX/(R + jX) = RX^2/(R^2 + X^2) + jR^2X/(R^2 + X^2) = R_1 + jX_1$ 。

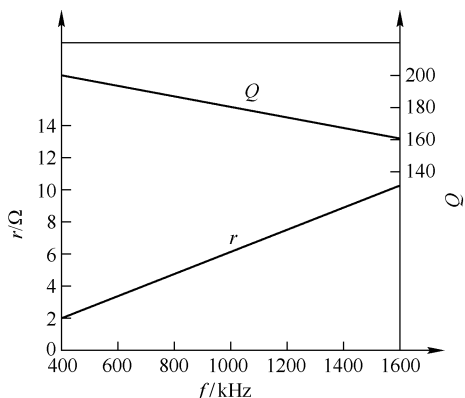


图 42.3 电感的等效电阻 r 、 Q 值和频率 f 的关系

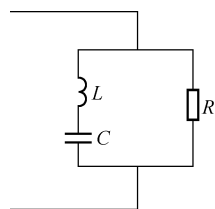


图 42.4 $L-C-R$ 网络

电阻分量为

$$R_1 = \frac{RX^2}{R^2 + X^2} \quad (42.1)$$

电抗分量为

$$X_1 = \frac{R^2 X}{R^2 + X^2} \quad (42.2)$$

当 $X=0$ 时, $R_1=0$, 此时电路谐振, $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$, 即 $\omega_0^2 LC = 1$ 。

由 $jX = j\omega L \left(1 - \frac{\omega_0^2 LC}{\omega^2 LC}\right) = jXL \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2}\right)$ 得 $X = \omega L \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2}\right)$, 代入式 (42.1) 得

$$R_1 = \frac{R \left[\omega L \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2}\right) \right]^2}{R^2 + \left[\omega L \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2}\right) \right]^2} \quad (42.3)$$

由式 (42.3) 可得

$$L^2 = \frac{R_1 R^2}{\omega^2 (R - R_1) \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2}\right)^2} \quad (42.4)$$

式中, L 和 R 为未知数, 需要求解; R_1 为阻抗的实部, 即 $L-C-R$ 网络的等效电阻, 可由图 42.3 的曲线查出 r 后确定。

二、设计步骤

① 建立偏置条件 (同单调谐放大器)。

- ② 确定调谐电容的最小值与最大值；选择电感 L' 。
- ③ 选定三个频率（最好间距相等），由图 42.3 的曲线查出三个相对应的 r 值，并计算出相应的 R_1 值。
- ④ 将 R_1 代入式 (42.3) 并解出 R 。
- ⑤ 再将 R_1 、 R 值代入式 (42.4) 确定 L 。
- ⑥ 由 $\omega_0^2 = 1/(LC)$ ，确定 C 。

三、设计举例

试设计一个 RF 可调谐放大器，要求频率覆盖范围为 540 ~ 1600kHz，并具有稳定的选择能力。

设计步骤如下：

- ① 选择 JFET 为有源器件。静态偏置条件同单调谐放大器。
- ② 设计调谐回路。选择一个可变电容器，在覆盖频率范围内其变化范围为 50 ~ 550pF；选择一个 $L' = 160\mu\text{H}$ 的电感，可在 540 ~ 1600kHz 正常工作。
- ③ 选择三个频率分别为 600kHz、1100kHz 和 1600kHz，其间隔相等。
 $f = 600\text{kHz}$ 时，由图 42.3 查得 $r = 3.3\Omega$ ，需要 $R_1 = 10\Omega - 3.4\Omega = 6.6\Omega$ ； $f = 1100\text{kHz}$ 时，查得 $r = 6.7\Omega$ ，需要 $R_1 = 10\Omega - 6.7\Omega = 3.3\Omega$ ； $f = 1600\text{kHz}$ 时，查得 $r = 10\Omega$ ，需要 $R_1 = 10\Omega - 10\Omega = 0$ 。

这三个频率点对应的 Q 值分别为 185、172 和 160，后两者相差不大。如前所述，低频时性能下降，即 $Q = 185$ 与后两者相差较大。 Q 值的最大变化为 10%，基本可使电路的选择能力稳定。

- ④ 当 $f = 1100\text{kHz}$ 时， $R_1 = 3.3\Omega$ ， $f_0^2/f^2 = 2.12$ ，代入式 (42.4)，得 $L^2 = \frac{3.3R^2 \times 10^{-12}}{59.86R - 197.5}$ 。

$f = 600\text{kHz}$ 时， $R_1 = 6.6\Omega$ ， $f_0^2/f^2 = 7.1$ ，代入式 (42.3)，解得 $R = 7.6\Omega$ 。

- ⑤ 将 $R = 7.6$ 代入式 (42.4)，得

$$L = \sqrt{\frac{3.3R^2 \times 10^{-12}}{59.86R - 197.5}} \mu\text{H} = 0.86\mu\text{H}$$

- ⑥ $C = 1/(\omega_0^2 L) = 1/(4\pi^2 f_0^2 L) = 0.01\mu\text{F} = 10\text{nF}$ 。

设计参数标于图 42.2 中。

第三节 JFET 串联调谐振荡器的设计

JFET（结型场效应晶体管）串联调谐振荡器电路的结构形式如图 42.5（a）所示。

一、设计步骤

- ① 由电感的 Q 值确定等效串联电阻， $Q = \omega L/R$ 。
- ② 由 JFET 的共源正向导纳 y_{fs} （共源正向跨导 g_{fs} 的倒数，即 $y_{fs} = 1/g_{fs}$ ），及公式

$$R = \frac{y_{fs}}{\omega^2 C_1 C_2}$$

计算 $C_1 C_2$ ，并根据需要令 $C_1 = C_2$ 来确定 C_1 与 C_2 的值。

③ 用下式计算谐振电容 C ：

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L}$$

④ 确定偏置网络。最简单的情况是一个栅极电阻。

⑤ 为了有良好的稳幅特性，可利用自动增益控制（AGC）。

二、设计举例

试设计一个 JFET 振荡器，其振荡频率为 1MHz。设计步骤如下：

① 假设给定的电感为 $500\mu\text{H}$ ， Q 值为 110，由 $Q = \omega L/R$ 计算等效串联电阻 R

$$R = \frac{\omega L}{Q} = \frac{2\pi \times 10^6 \times 500 \times 10^{-6}}{110} \Omega = 28.5 \Omega$$

该电阻包括电感线圈的固有电阻和外接电阻。图 42.5（a）中的 L 为纯电感 $500\mu\text{H}$ ， R 为电感线圈电阻和外接电阻之和 28.5Ω 。

② 假定 JFET 的 $y_{fs} = 1.5\mu\text{S}$ ，由 $R = y_{fs}/(\omega^2 C_1 C_2)$ 得

$$C_1 C_2 = \frac{y_{fs}}{\omega^2 R} = \frac{1.5 \times 10^{-3}}{(2\pi \times 10^6)^2 \times 28.5} \text{F}^2 = 1.33 \times 10^{-18} \text{F}^2$$

假定 $C_1 = C_2$ ，可取 $C_1 = C_2 = 1000\text{pF} = 1\text{nF}$ ，以保证电路振荡。

③ 计算谐振电容 C

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 10^6)^2 \times 500 \times 10^{-6}} \text{pF} = 50.7 \text{pF}$$

取标称值 47pF 。

④ 源极电感 L_s 的选择原则是，在谐振频率下，电感 L_s 的阻抗 X_L 远大于电容 C_2 的阻抗 X_C ，即

$$X_L = 2\pi f L_s \gg X_C = \frac{1}{2\pi f C_2}$$

选 $L = 10\text{mH}$ 可满足要求，此时 $X_L = 62800\Omega \gg X_C = 159\Omega$ 。

以上的电路参数标于图 42.5（a）中。

三、自动增益控制电路（AGC）

图 42.5（a）所示电路的振幅、频率不够稳定并引起波形失真。图 42.5（b）所示为 AGC 电路，将图（b）的输出 AGC 与图（a）的 AGC 相连即可达到稳幅的作用。

图 42.5（b）中的运算放大器作为同相放大器使用，其同相的参考电压由电位器 R_{p1} 调节。

放大器 A 的增益应尽可能大，故取一个大阻值的电位器 R_{p2} （ $1\text{M}\Omega$ ）来调节增益，应选用多圈电位器。

振荡幅值应适当，并且栅压不应为正值。

$$\left| \frac{Z}{R} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+x^{2n}}} \quad (42.6)$$

当 $n=1$ 时, 即为归一化的选择性曲线。 n 的数值可以修正响应曲线的形状, 如图 42.7 所示。当 n 下降时, -3dB 带宽保持不变, 其响应是平坦的, 但在截止频率的两边, 通带变得较尖锐。

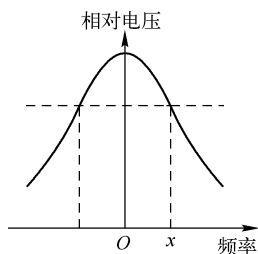


图 42.6 归一化选择性曲线 $\left(\left| \frac{Z}{R} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+x^{2n}}} \right)$

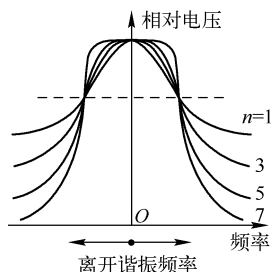


图 42.7 各种 n 值的 $\left| \frac{Z}{R} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+x^{2n}}}$ 的曲线

借助于伯特沃斯技术, 可以得到, 在多级参差调谐放大器中, 每一级的响应见表 42.2。

表 42.2 n 与单调谐级数、带宽的关系

n	需要的单调谐级数
2	在 $f_0 \pm 0.35B$ 条件下, 需 2 级, 每一级的带宽 $b = 0.7B$;
3	在 $f_0 \pm 0.43B$ 条件下, 需 2 级, 每一级的带宽 $b = 0.5B$; 在 f_0 条件下, 需 1 级, $b = B$
4	在 $f_0 \pm 0.46B$ 条件下, 需 2 级, 每一级的带宽 $b = 0.38B$; 在 $f_0 \pm 0.19B$ 条件下, 需 2 级, 每一级的带宽 $b = 0.92B$;
5	在 $f_0 \pm 0.48B$ 条件下, 需 2 级, 每一级的带宽 $b = 0.31B$; 在 $f_0 \pm 0.29B$ 条件下, 需 2 级, 每一级的带宽 $b = 0.81B$; 在 f_0 条件下, 需 1 级, $b = B$

表 42.2 中, 在谐振频率 f_0 下, B 为多级参差调谐放大器的总带宽, b 为每个单级的带宽。可以看出, 大多数单级的带宽都小于总带宽, 总增益-带宽乘积比级联的同步单级的要高。鉴于这个理由, 尖锐的截止带宽和参差调谐电路在设计中一起被采用。

二、设计举例

试设计一个参差调谐放大器, 具有 $1/\sqrt{1+x^6}$ ($n=3$) 的响应形式, 其频率为 50MHz , 带宽为 6MHz , 全增益为 60dB 。

$n=3$, 查表 42.2 可知需要的单级个数和相应的带宽 b 如下:

① 在 f_0 (50MHz) 下, 需一个单级, 其带宽 $b = B = 6\text{MHz}$ 。

② 在 $f_0 + 0.43B = (50 + 0.43 \times 6)\text{MHz} = 52.58\text{MHz}$ 条件下, 需一个单级, 带宽 $b = 0.5B = 0.5 \times 6\text{MHz} = 3\text{MHz}$;

③ 在 $f_0 - 0.43B = (50 - 0.43 \times 6)\text{MHz} = 47.42\text{MHz}$ 条件下, 需要一个单级, 带宽 $b = 0.5B = 3\text{MHz}$ 。

每一级的增益为 $60\text{dB}/3 = 20\text{dB} = 10$ 。对于 1 ~ 3 它们对应的增益 - 带宽乘积分别是 $10 \times 6\text{MHz}$, $10 \times 3\text{MHz}$, $10 \times 3\text{MHz}$ 。

对于单级 JFET 组成的放大器, 其增益 - 带宽乘积为

$$GB = g_m / (2\pi C) \text{ ①}$$

式中, g_m 为 JFET 的跨导; C 为 JFET 的寄生电容, 这里取 $C = 28\text{pF}$ 。

对于上述的三种情况, 其增益 - 带宽乘积分别为 $(GB)_1 = 10 \times 6 \times 10^6 \text{Hz} = 60\text{MHz}$, $(GB)_2 = 10 \times 3 \times 10^6 \text{Hz} = 30\text{MHz}$, $(GB)_3 = 10 \times 3 \times 10^6 \text{Hz} = 30\text{MHz}$

第一级 JFET 的跨导为

$$g_m = GB2\pi C = 10 \times 6 \times 10^6 \times 2\pi \times 28 \times 10^{-12} = 10.6\text{mS}$$

第二级和第三级的跨导均为

$$g_m = 10 \times 3 \times 10^6 \times 2\pi \times 28 \times 10^{-12} = 5.3\text{mS}$$

如果均选用 12mS 的 JFET, 可达到设计要求。每一级的详细设计, 请参见本章第一节相关内容。

① *Electronics-Fromtheory into Practice* P178。

第四十三章 无线电能传输探索/实验技术

自发现电磁感应现象，用无线方式传输电能，就被人们提出来了。近几年，国内外许多研究机构、大学和公司相继研发出短距离、微距离无线供电技术和产品。典型的例子是，日本羽田机场用可无线充电的混合动力车投入航站楼之间的旅客运输，只要将汽车的电能接收线圈停置在电源发射线圈的上方，便能给车内的锂离子电池快速充电，该车充电后最高时速达 80km/h，充一次电可行驶 15km。

可以想象，将来人们可将光伏电池发射到太空，把太阳光转换成电能，再通过微波技术将电能发射回地球，由地面接收线圈向用户供电。

本章向读者提供的无线电能传输技术只是一种科学探索技术、实验电路，这些电路远未达到规模应用阶段。对于相同的负载（如驱动 LED），耗电量大，不利于节能，但对一些特殊场合还是需要的。随着科学技术的发展，这些问题会逐步解决。本章的实验应用电路，希望起到抛砖引玉的作用，期望读者开发出更新更好的应用电路。

第一节 无线电能传输的基本原理

无线电能传输的基本原理是基于电磁感应原理。无线电能传输电路由电源电路、高频振荡电路、高频功率放大电路、发射线圈、接收线圈、高频整流滤波电路等组成，如图 43.1 所示。电源电路为高频振荡电路和高频功放电路提供电源，高频振荡电路产生高频振荡，其振荡波由高频功放电路进行功率放大，由发射线圈 L_1 向空间发射电磁波，通过感应由接收线圈 L_2 接收，高频整流滤波电路将接收的高频电流进行整流滤波，变换成直流电向负载供电。

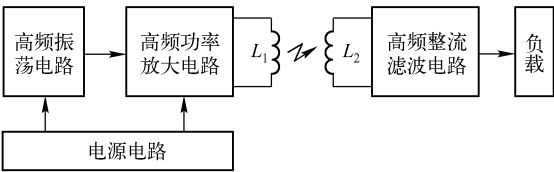


图 43.1 无线电能传输原理

一、振荡频率的选择

众所周知，电磁振荡的辐射距离主要取决于振荡频率，频率越高，辐射距离越大。用于电能传输的频率，至少要 0.1MHz。对于频率较低的振荡频率，绝大部分会被介质（如空气、地面）吸收。通常取用 1MHz、2MHz、10MHz、900MHz 和几吉（G）频段。

二、发射、接收线圈的选择

常用的发射、接收线圈都选用空心线圈，其电感量一般为几微亨到几十微亨之间，电感量不宜过大。发射线圈的直径为几十毫米，接收线圈的直径可以和发射线圈直径相等，也可以小于发射线圈直径。发射线圈与接收线圈的设计方法可参阅本书附录关于电感器设计的相关内容。

三、振荡电路的选择

振荡电路有多种形式，下面介绍几种常用的易起振的振荡电路。

1. CMOS 六反相器 CD4069 晶体振荡电路

由 CD4069 组成的晶体振荡电路如图 43.2 所示。两个电路均可产生 1MHz（或 2MHz）的高频振荡，图（b）电路则更容易起振。这些电路均输出方波。

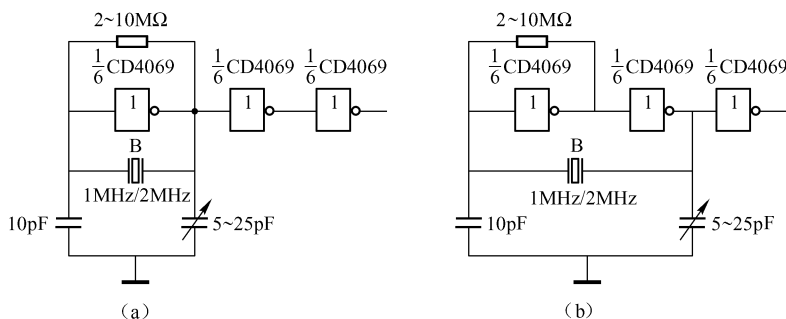


图 43.2 CMOS 六反相器 CD4069 晶体振荡电路

2. 高速 CMOS 与非门 74HC00 晶体振荡电路

高速 CMOS 与非门 74HC00 晶体振荡电路如图 43.3 所示。电路容易起振，特别在高频段。它广泛用于各种电子电路中。

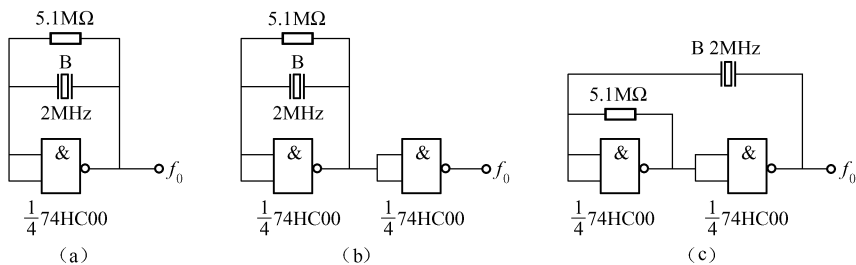


图 43.3 高速 CMOS 与非门 74HC00 晶体振荡电路

图（a）和图（b）所示电路基本一样，只不过图（b）增加了一缓冲级，图（c）的晶体跨接在两与非门之间，更容易起振。这些电路均输出方波。

3. 发射极耦合晶体管晶体振荡器

发射极耦合晶体管晶体振荡器如图 43.4 所示，晶体振荡器 B 接于两管发射极之间。晶

振工作于串联谐振频率附近,晶体的阻抗为感性,但阻值很小,此时,两个晶体管与晶振构成一个正反馈电路。由于接近于串联谐振频率附近,晶体呈现出的阻抗很小,因此反馈强度很大,易形成振荡。当电源电压为 $6 \sim 12\text{V}$ 时,使用 2.0000MHz 晶振,其输出的正弦波峰-峰值 $U_{p-p}=4.0\text{V}$,频率稳定在 $f_0=1999.61\text{kHz}$ 。

晶体管 VT_1 、 VT_2 应选择 $f_T \geq 500\text{MHz}$ 的管子。对于 CD9018, $f_T \geq 700\text{MHz}$,

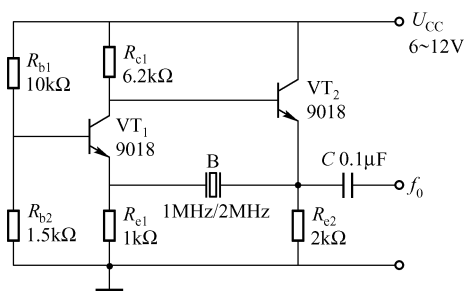


图 43.4 发射极耦合晶体管晶体振荡器

四、高频功率放大器

振荡电路产生的高频振荡需要通过功率放大才能将振荡线圈的电流增强,形成较强的电磁场向空间辐射,这样才能使接收线圈有足够大的电流。下面介绍两种高频功率放大电路。

1. 功率场效应管 (VMOS) 高频功放电路

图 43.5 所示为 VMOS 高频功率放大电路。电路选用 N 沟道增强型 VMOS, C 一般在 $0.1 \sim 0.33\mu\text{F}$ 之间, L_1 为发射线圈的电感。如选用 P 沟道 VMOS, 应注意其源极 S 电位应比漏极 D 电位高。VMOS 可选用 IRF740、P6N50 等。

2. 达林顿管高频功放电路

达林顿管高频功放电路如图 43.6 所示, 应注意选用高频达林顿管, 也可用一只高频管和一只高频功率管组合成达林顿管, VT_1 选用高频小功率管 (如 9018), VT_2 选用高频中、大功率管 (如 2SC2500 等)。

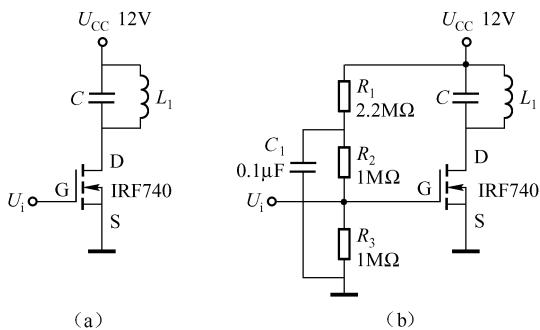


图 43.5 VMOS 高频功放电路

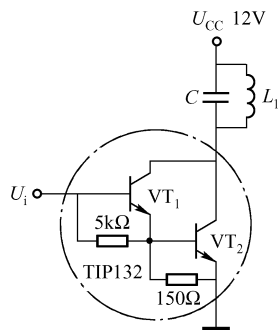


图 43.6 达林顿高频功放电路

五、二极管的选择

使用全波整流时,二极管的反向电压为 $2\sqrt{2}U$ (U 为变压器二次电压的有效值); 使用桥式整流时,二极管的反向电压为 $\sqrt{2}U$ 。因此,一般的整流二极管均可满足要求。

用于接收线圈侧的整流二极管必须选用高频二极管或开关二极管,不能用普通二极管代替。高频二极管主要考虑二极管的反向恢复时间 t_r 和结电容要小,特别是 t_r 的影响最大。

表 43.1 给出了常用高频整流二极管的主要参数,供选择高频整流二极管用。开关二

极管的平均电流较小（150mA），适于输出电流较小的场合；快恢复二极管的平均电流稍大（1A 左右）；肖特基二极管的平均电流最大，一般为十几安以上，适于输出电流大的场合。

表 43.1 常用高频整流二极管的主要参数

序 号	型 号	耐压/V	平均整流 电流/A	反向恢复 时间/ns	结电容/pF	二极管类型
1	FR107	1000	1	500	15	快恢复二极管
2	FR157	1000	1.5	500	30	快恢复二极管
3	VF4007	1000	1	75	17	快恢复二极管
4	MBR1545	45	15	< 10ns	400	肖特基二极管
5	MBR15100	70	15	< 10ns	200	肖特基二极管
6	MBR20100	100	20	< 10ns	400	肖特基二极管
7	1N5822	40	3	< 10ns	190	肖特基二极管
8	1N4148	75	150mA	4ns	4.0	硅高速开关二极管
9	1N1555	60	150mA	8ns	3.0	硅高速开关二极管

第二节 无线电能传输实验电路

本节介绍由分离无线充电器件组成的实验电路。

一、由 CD4069 高频振荡器和场效应管组成的无线充电电路（一）

所谓的无线充电就是发射线圈 L_1 通过电磁转换向接收线圈辐射电磁能，使接收线圈 L_2 储存电磁能。

由 CD4069 高频振荡器、功率放大器 VMOS、发射线圈 L_1 和接收线圈 L_2 整流滤波电路组成的无线充电电路如图 43.7 所示。

1. 高频振荡电路

IC_{2A} 反相器、晶体振荡器 B（2MHz）和电阻 R_1 组成高频振荡电路，实测振荡频率为 $f_0 = 2000.7\text{kHz}$ ；IC_{2B}、IC_{2C} 组成缓冲级。电路输出方波，其峰 - 峰值 $U_{p-p} = 5.0\text{V}$ 。

2. 高频功率放大电路

高频功率放大电路由功率场效应管（VMOS）、发射线圈 L_1 和电容 C_2 组成。VMOS 采用 P6N50，也可用 IRF740 等代替。

发射线圈 L_1 由铜线直径为 0.44mm 的塑包线制成，线圈直径（平均值）为 80mm，共 12 匝，电感量 11.5 μH 。线圈的电感量可按本书附录中推荐的电感计算公式估算。

C_2 选用 1nF（1000pF）聚酯电容。

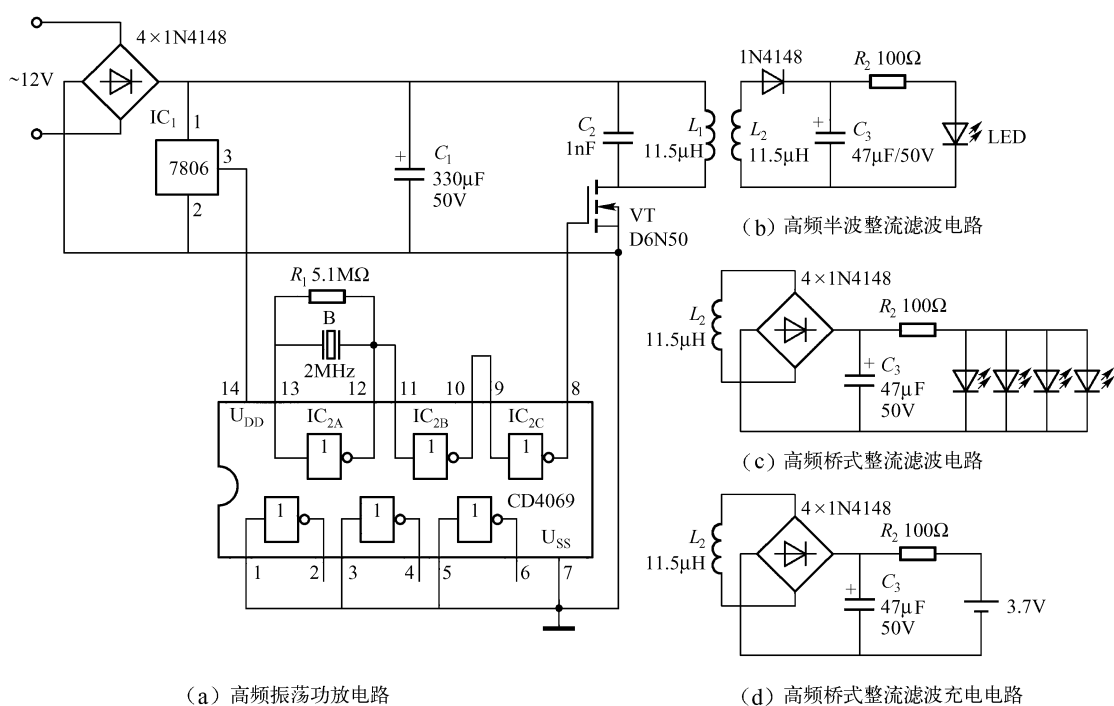


图 43.7 无线充电电路 (一)

3. 高频整流滤波电路

接收线圈 L_2 的参数同 L_1 ，也可采用其他参数的电感线圈。

(1) 高频半波整流滤波电路

半波整流只用一只高频开关二极管，经 C_3 滤波后，可驱动一只高亮度 LED，见图 43.7 (b)。VMOS 的 G 对地频率、 L_1 两端的频率和 L_2 两端的频率均为 $f_0 = 2000.7\text{kHz}$ (实测)，滤波电容两端的电压 $U_{C3} = 3.22\text{V}$ 。

L_1 与 L_2 的最大有效间距约 5cm。也就是说，本例的无线电能传输距离最大为 5cm， L_1 与 L_2 相距越近，LED 越亮。

(2) 桥式高频整流滤波电路

桥式整流滤波电路可驱动 4 只 $\phi 3$ 高亮度 LED，见图 43.7 (c)。

(3) 桥式充电电路

现在的手机电池均采用锂离子电池，都采用有线充电方式，而且各厂商提供的充电器也不一样。如果全国及世界各国均采取无线充电方式，那么会给手机充电带来极大方便。对锂电池充电电路 (接收电路) 见图 43.7 (d)。

注意：集成电路 CD4069 中三个不用的反相器的输入端均应接 U_{DD} 或 U_{SS} ，否则可能引起工作电路的不稳定。另外，VMOS 应加散热片。

二、无线充电电路 (二)

由 CD4069 高频振荡器和场效应管组成的无线充电电路 (二) 如图 43.8 所示。和上述

电路不同的是, 高频振荡器由反相器 IC_A 、 IC_B 、晶体振荡器 B 和 R_1 组成, IC_C 为缓冲级。晶体跨接在两个非门的输入端和输出端, 比单门振荡器更容易起振。

L_1 和 L_2 还是采用空心线圈。工作情况和上述电路相似。

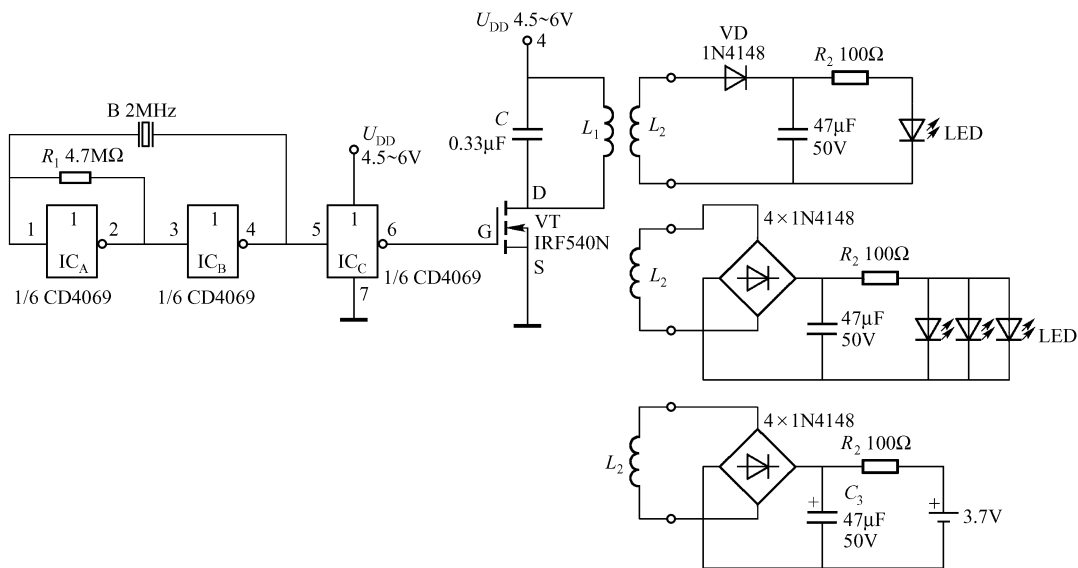


图 43.8 无线充电电路（二）

三、由与非门 74HC00 高频振荡器和场效应管组成的无线充电电路

74HC00 为高速与非门电路, 由它组成的晶体振荡器则更容易起振。这里介绍三种形式的晶体振荡器组成的无线充电电路。

由 74HC00 与非门和 VMOS 组成的无线充电电路如图 43.9 所示, 振荡发射电路有图示三种形式。

图 (a) 中, IC_{2D} 组成一反相器, 它与晶体振荡器 B 和电阻 R_2 组成一个单门振荡器, IC_2 为缓冲级, 接收电路分别为 LED 驱动电路和锂离子电池充电电路。

图 (b) 由 IC_A 和 IC_B 两反相器组成双门振荡器, 接收电路为锂离子电池充电电路。

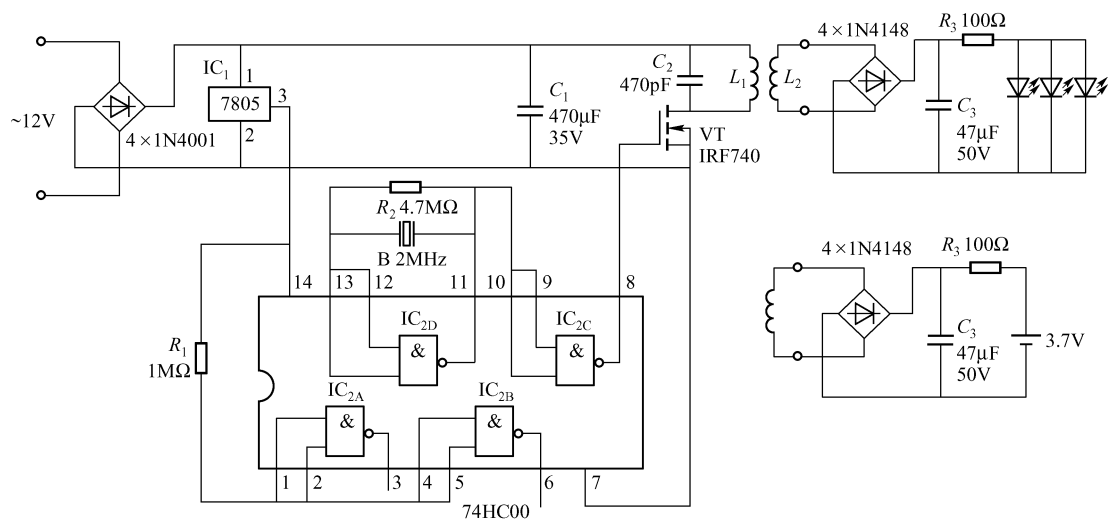
图 (c) 为一个反相器组成的振荡器, 和图 (a) 相似, 但没有缓冲级。

发射线圈 L_1 和接收线圈 L_2 均采用本章第二节介绍的线圈。VMOS 应加散热片。

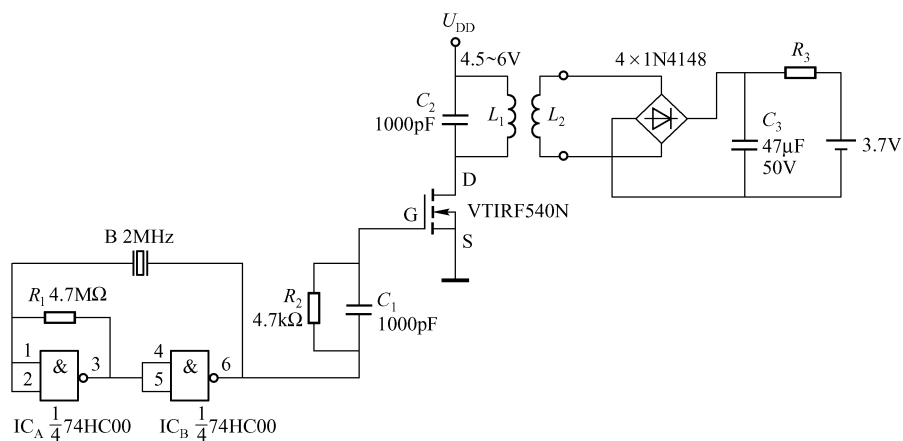
四、由晶体模块组成的无线充电电路

由晶体模块组成的无线充电电路如图 43.10 所示。晶体模块内含有晶振和振荡电路, 只要加上直流电源即可振荡, 向外输出高频电压 ($U_{p-p} \approx 4.8V$)。晶体模块需要 5V 直流电源, 因此, 电路中加了一个可调稳压器 LM317, 调节 R_p 可将输出电压调节成 5V。VMOS 的电源大约 20V。

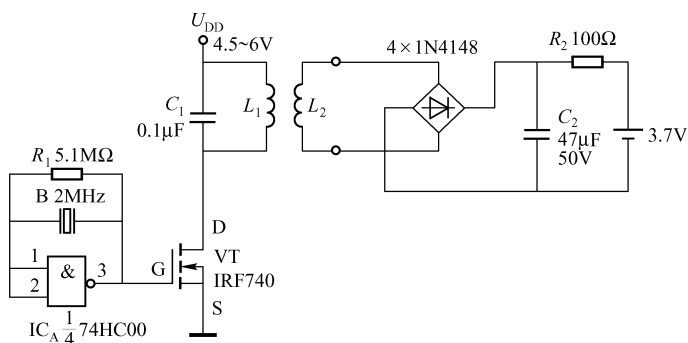
接收电路的高频整流管也可用肖特基二极管, 其正向压降很小, 可选用 1SS14、1N5822 等型号。



(a) 单门振荡器



(b) 双门振荡器



(c) 单门振荡器 (不带缓冲级)

图 43.9 由 74HC00 构成的振荡器的无线充电电路

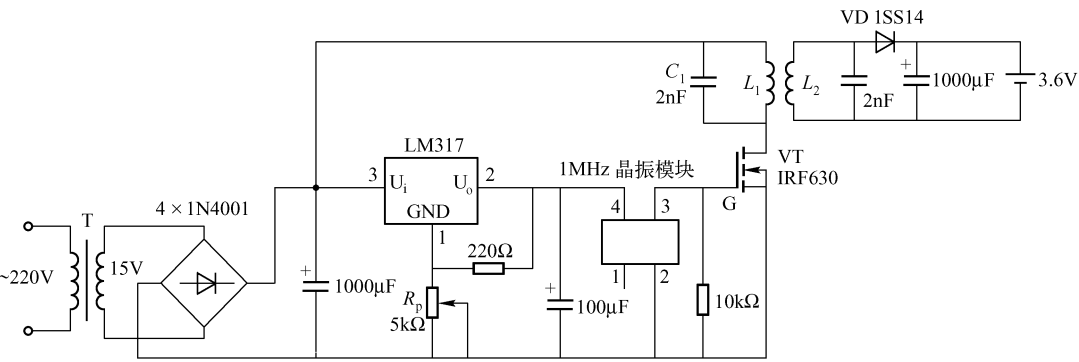


图 43. 10 由晶体模块组成的无线充电电路

发射线圈 L_1 的直径为 66mm，用 $\phi 1.8$ 漆包线绕 10 匝，电感量约为 $12\mu\text{H}$ ；接收线圈 L_2 的直径为 $\phi 40\text{mm}$ ，用 $\phi 1.8$ 漆包线绕 13 匝，电感量的为 $12\mu\text{H}$ 。

高频功率放大器由 IRF630 组成，为防止管子过热，需加散热片。

第三节 微距离无线供电发射模块应用电路

无线供电（Wireless Power）的特点是无需供电端与用电端任何物理上的连接，便可以把电能传输给负载，这是一种方便的供电技术。电能发射端利用微波、粒子束、电磁波、激光等无线方式将能量发射至空间，再通过接收线圈或其他接收装置对用电器进行供电。发射端和接收端可以采取一对一、一对多、多对一、多对多等方式。

第二节已介绍了利用高频电磁波的微距离无线供电技术，但无线供电距离均不大，在 5cm 以下。本节介绍将高频发射电路集成在一个芯片上而制成的无线供电发射模块，小功率发射模块的无线供电距离有所提高。常见的国产微距离供电发射模块有 VOX06MP01（VOX06MP01C）、VOX12MP05、VOX24WP20 等，它们的最大发射功率分别是 2W、10W 和 40W，最大接收功率分别是 1W、5W 和 20W（效率较低，仅为 50%）。

VOX06MP01、VOX12MP05 和 VOX24MP20 的主要电参数见表 43. 2。

表 43. 2 VOX06MP01、VOX12MP05、VOX24MP20 的主要电参数

型 号	工作电压范围/V	推荐工作电压/V	最大输出功率/W	最大接收功率/W
VOX06MP01	5 ~ 9 DC	5 或 6	2	1
VOX12MP05	5 ~ 12 DC	9 ~ 12	10	5
VOX24MP20	6 ~ 36 DC	18 ~ 24	40	20

一、VOX06MP01 应用电路

1. VOX06MP01 典型应用电路

VOX06MP01 典型应用电路如图 43. 11 所示。

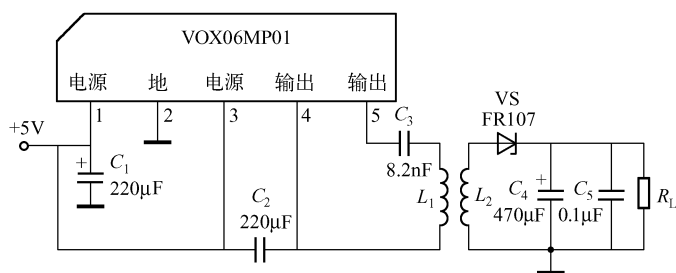


图 43.11 VOX06MP01 典型应用电路

VOX06MP01 的电源电压为 5 ~ 6V，推荐用 5V；工作电流为 60 ~ 500mA，推荐用 200 ~ 250mA。1 脚与 3 脚在外部相连。调整发射线圈 L_1 的匝数可以调整工作电流，负载状态也影响工作电流。

L_1 ：线圈直径 80mm，用直径为 0.41mm 的漆包线绕 12 匝。

L_2 ： L_2 的绕制方法同 L_1 ，线圈的直径等于或小于 L_1 的直径。

2. VOX06MP01 的其他方面应用

以 VOX06MP01 为核心的无线供电电路，可以无线方式供电给各种小电器。接收端的输出电流一般为 20 ~ 50mA，输出电压约为 2 ~ 8V，可给高亮度 LED、小风扇、小电机、小功放等无线供电。

(1) 锂离子电池充电电路

锂离子电池充电电路图如图 43.12 所示。按图示电路参数，充电电流约 15mA，调节 R_p 可调节充电电流，最大充电电流为 100mA。

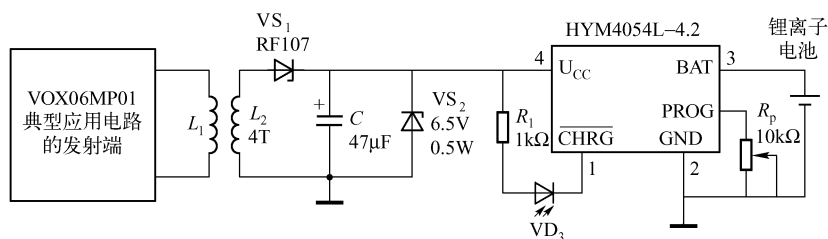


图 43.12 锂离子电池无线充电电路

(2) LED 驱动电路

图 43.13 所示电路可驱动高亮度白光 LED 或其他颜色 LED，可用于特殊场合下的水下照明或光彩显示。

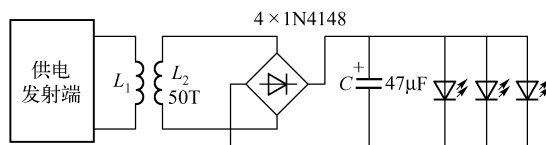


图 43.13 LED 驱动电路

(3) 驱动小风扇或小电动机电路

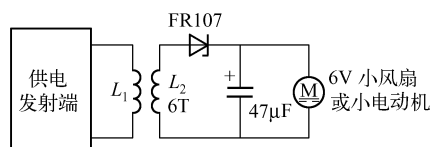


图 43.14 驱动小风扇或小电动机电路

图 43.14 所示电路可驱动小风扇、小电动机等感性负载。

(4) 集成功放驱动电路

集成功放驱动电路如图 43.15 所示。图 (a) 为 TDA2822M 小功率集成功放电路，连续输出功率可达 1W，信号需外接，可用音乐芯片；图 (b) 为单曲功放驱动电路，M66T 为国产音乐“晶体管”。

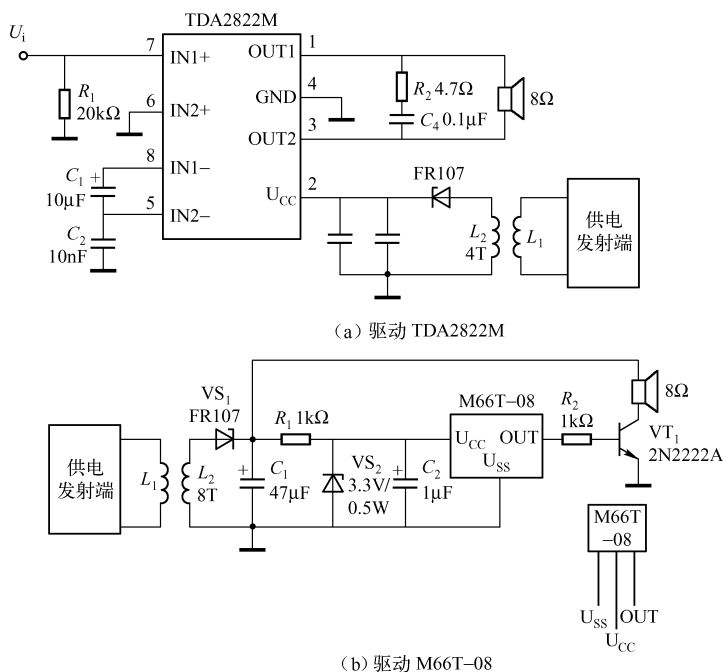


图 43.15 集成功放驱动电路

(5) VOX06MP01C 基本电路

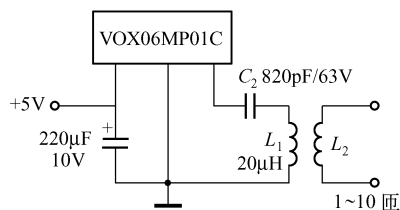


图 43.16 VOX06MP01C 基本电路

VOX06MP01C 为 VOX06MP01 的改进型，它有三个端子，其基本电路如图 43.16 所示。

L_1 ：线圈直径 85mm，用直径 0.41mm 漆包线绕 10 匝，电感量为 $20\mu\text{H}$ ，使用时最好测试。

L_2 ：根据电路需要进行调整，一般为 1 匝 ~ 几匝。

VOX06MP01C 一般用于小功率驱动，在轻载条件下， L_2 与 L_1 的距离最大可达 30cm。

二、中功率无线发射模块 VOX12MP05 和 VOX24MP20 的应用电路

1. 应用电路

VOX12MP05 和 VOX24MP20 的工作电路相同，不同的是，前者的输出功率为 10W，后者的输出功率为 40W。VOX12MP05/VOX24MP20 的应用电路如图 43.17 所示。电能传输距

离仅几毫米。

2. 设计要点

① 对于 VOX12MP05, 电源电压 $U = 9 \sim 12\text{V}$; 对于 VOX24MP20, 电源电压 $U = 18 \sim 24\text{V}$ 。

② 发射线圈 L_1 的线圈直径 85mm, 用直径 0.4mm 漆包线绕 8 匝, $L_1 = 15 \sim 18\mu\text{H}$ 。

③ 接收线圈 L_2 根据电路需要进行调整, 一般为 1 匝至数匝。

④ R_1 的阻值约为 $50 \times (U - 6)$, 其中 U 为电源电压, 电阻的功率为 1W。

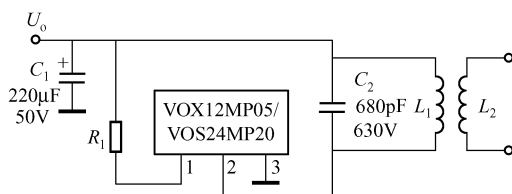


图 43.17 VOX12MP05/VOX24MP20 应用电路

三、VOX06MP01/VOX12MP05/VOX24MP20 的应用调试

1. L_1 与 L_2 的空间关系

对于 VOX06MP01/01C, 可双向发射应用, L_2 可位于 L_1 的两侧; 对于 VOX12MP05 和 VOX24PM20, L_1 两侧的磁场强度不同, 因此置于 L_1 两侧接收效率不同。

2. 发射功率的调整

发射功率的调整, 也就是输入电流的调整。发射功率与工作电压有直接关系, 电源电压越高, 发射功率越大。为了得到最大发射功率, 应在输入电路中串联电流表, 改变 L_1 的匝数, 当电流最大时, 固定 L_1 匝数。

3. 接收效率的调整

为提高接收效率, 可在线圈 L_2 两端并联一个调整电容, 如图 43.18 (a) 中的 C 和图 (b)、(c) 中的 C_1 , 数值一般为数千皮法; C_2 为电解电容, 一般为几十微法。

4. 无线供电的形式

(1) 交流供电形式

电路见图 43.18 (a), 它输出的是高频交流电。

(2) 直流供电形式

电路见图 43.18 (b)、(c), 将 L_2 感应高频电压经整流后得到直流电压。

(3) 全方向供电形式

全方向供电就是将直径不同但差别不大的三个线圈在空间互相垂直固定放置, 形成一个球体, 球体可缓慢旋转, 电路见图 43.18 (c)。

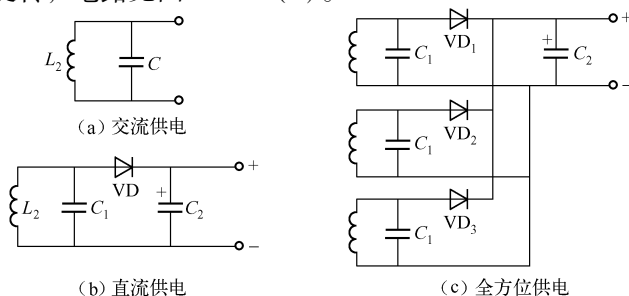


图 43.18 无线供电的形式

第四十四章 其他电路

第一节 各种形式的达林顿复合晶体管

达林顿管又称为复合管，它是由两个或两个以上的晶体管组合而成。复合管应用广泛，OTL、OCL 电路、稳压电路和其他需要超高 β 管子的场合都有应用。

图 44.1 给出了各种形式的达林顿管。复合管的导电性取决于组成复合管的第一只管子，输出功率取决于组成复合管的最后一只管子。

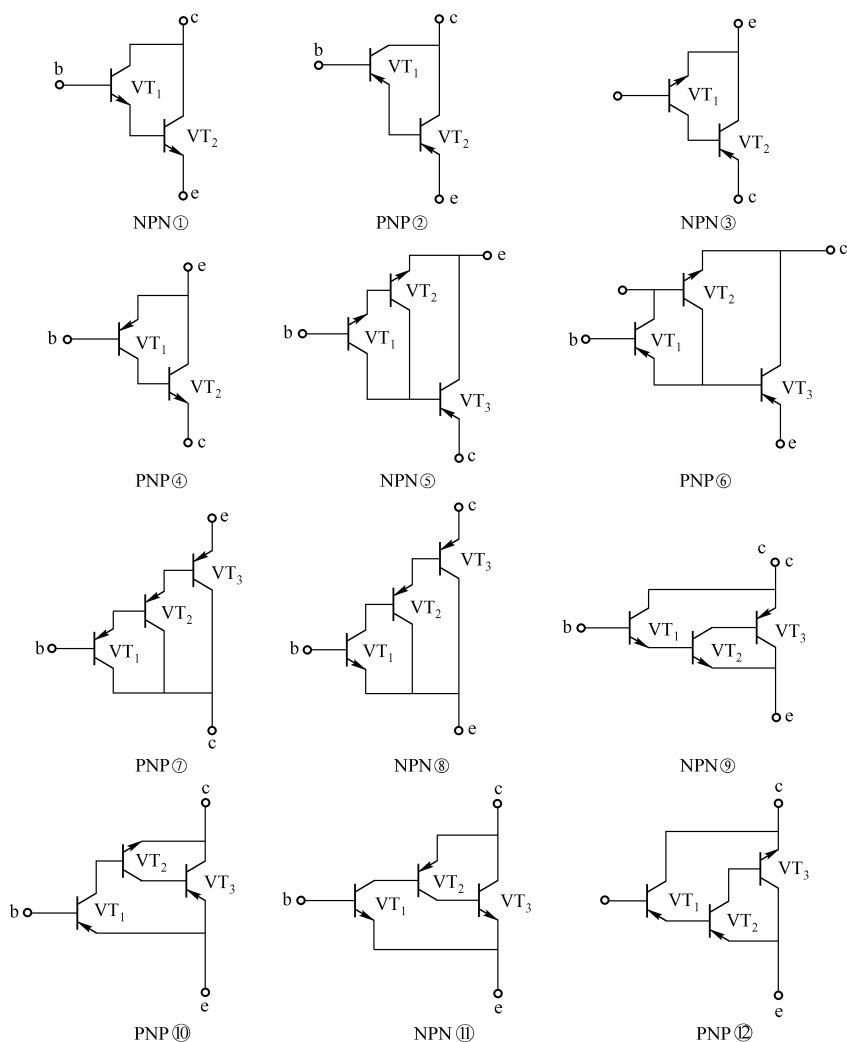


图 44.1 达林顿复合管

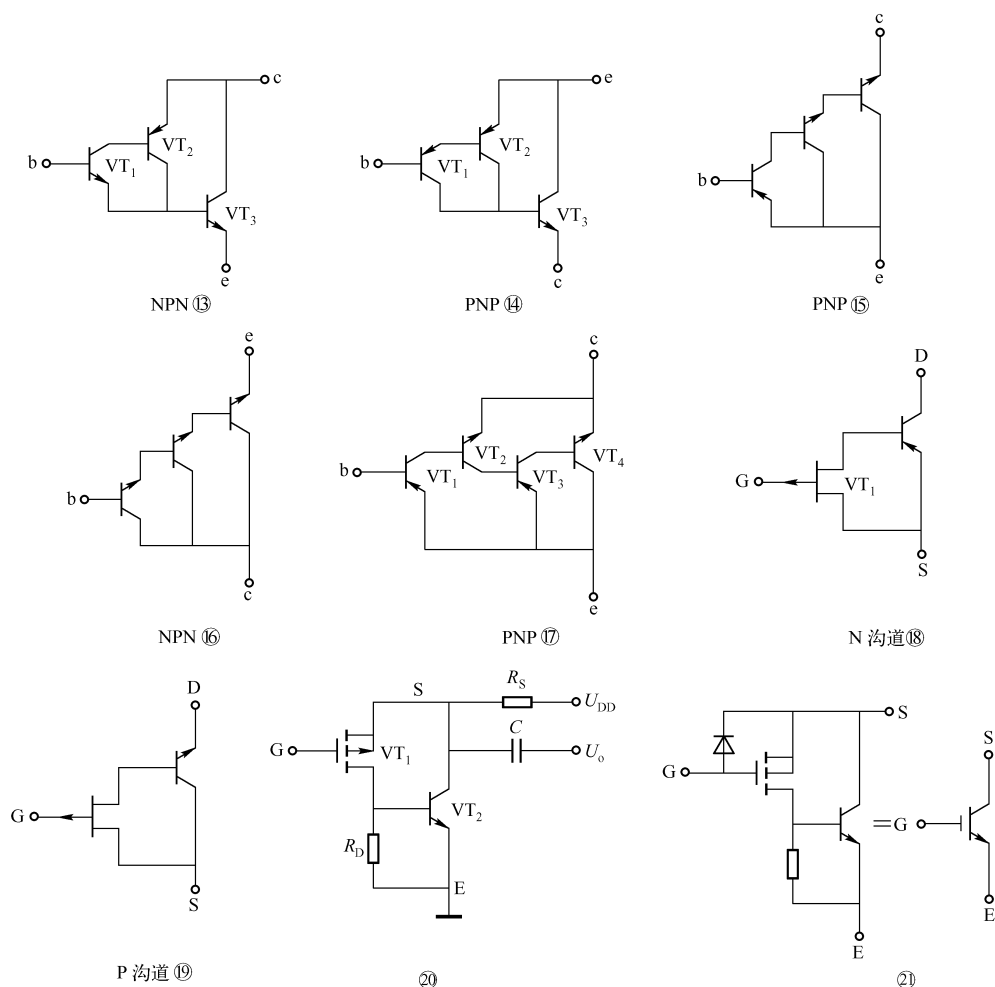


图 44.1 达林顿复合管 (续)

复合管具有优良的特性, 突出的优点是 β 值极高, 输入电阻很大。以图 44.1 中的复合管①为例, 其 β 值为

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2$$

式中, β_1 为第一只管子的电流放大倍数, β_2 为第二只管子的电流放大倍数。

复合管的输入电阻为

$$r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}$$

其他形式的复合管也具有以上优点。

第二节 晶体管削波电路

图 44.2 所示为简易晶体管削波电路, 图 (a)、(b) 为单向削波电路, 前者为二极管单向削波电路, 缺点是波顶不是平直的; 后者的优点是波形是一个波顶平直的单向脉冲波。

图 44.2 (c)、(d)、(e) 所示电路均为双向削波器, 二极管双向削波器的上、下波顶

也不是平直的, 用两只晶管组成的双向削波器能得到波顶平直的双向波。图 (e) 所示电路只比图 (d) 所示电路多一只电阻, 但它提高了输出波的幅值。

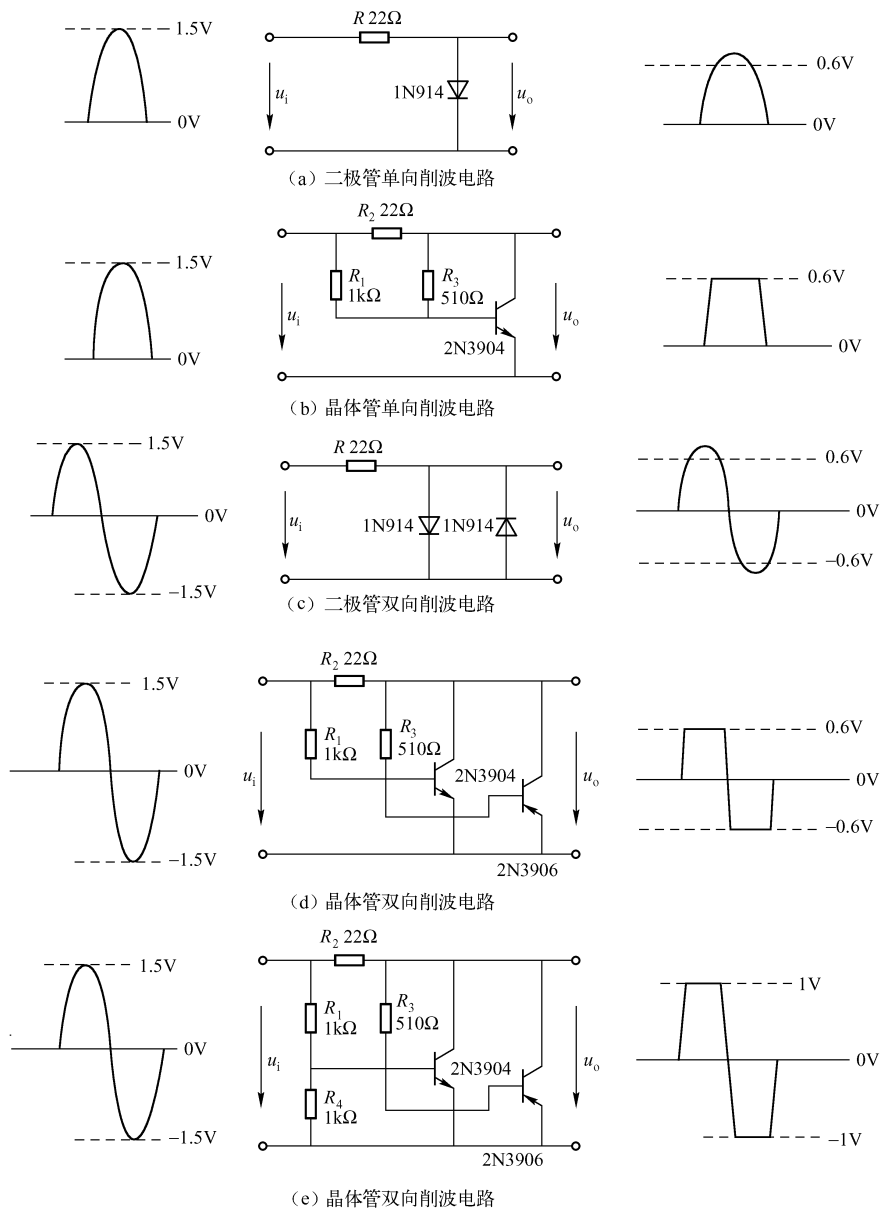


图 44.2 晶体管削波电路

第三节 电子闸门电路

闸门电路是电子仪表、电子控制电路、测控装置中经常使用的重要电路之一。实际上, 电子闸门就是与门电路或与非门电路。图 44.3 所示电路与波形中, 与门 (或与非门)

的一个输入端子 B 输入宽脉冲的方波，作为闸门信号，与门（或者与非门）的另一个输入端 A 输入窄脉冲方波，根据与门（或者与非门）的真值表，只在闸门为 1 时才有脉冲串输出，与门输出的是正脉冲串，而与非门输出的是负脉冲串。

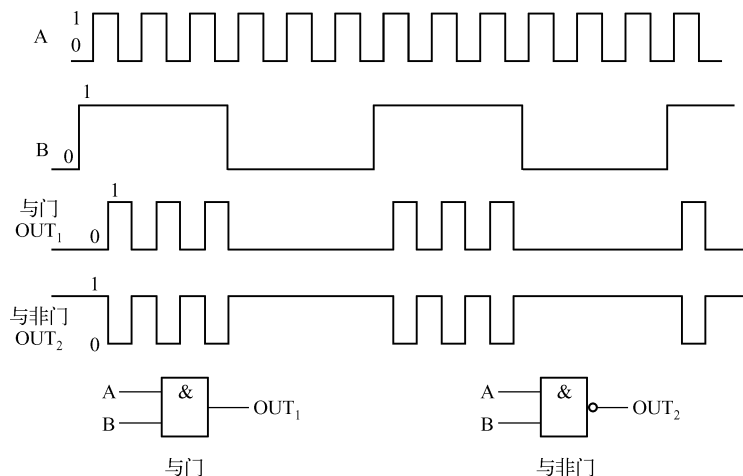


图 44.3 闸门电路与波形

第四节 直流电源极性判别电路

图 44.4 所示为电源极性判别电路，当电源极性接对时，GR（绿）LED 亮；当电源极性接反时，RD（红）LED 亮。LED 为变色发光二极管， R 为限流电阻， $R = (U_{CC} - U_F - 0.7V)/I$ ； U_F 为 LED 的正向压降， $U_F < 2V$ 可取 $1.6V$ ； $0.7V$ 为 VD_2 的正向压降； I 为供电电源。假定 $U_{CC} = 15V$ ， $I = 100mA$ ，则 $R = 127\Omega$ ，取标称值 $R = 130\Omega$ ，变色 LED 可用两只阴极相连的 LED 代替。

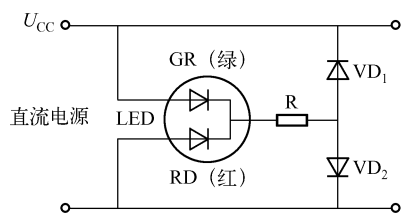


图 44.4 电源极性差别电路

第五节 交流 220V 压电蜂鸣器

压电陶瓷一般不能直接用交流 220V 驱动发声。图 44.5 所示是利用晶体管 VT 和限流电阻 R 用交流 220V 电源驱动压电陶瓷发声的电路。

在交流电的正半周，VT 的发射极为高电位，集电极为负电位，故 VT 截止；负半周时，集电极为高电位，压电晶片的主电极和反馈极间形成正反馈，使 VT 处于饱和导通状态，这样，VT 以 50Hz 频率在截止与饱和之间振荡，压电陶瓷便发出 50Hz 的蜂鸣声。图中的压电陶瓷有主电极和反馈电极。普通压电陶瓷无反馈极，可用小刀刻出一隔离间隙，形成主电极和反馈极如图 44.5（b）所示。

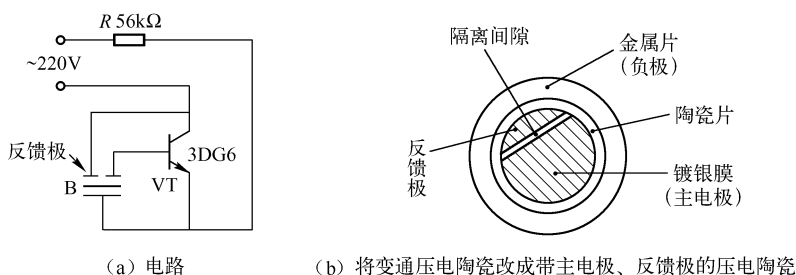


图 44.5 220V 交流压电蜂鸣器

第六节 稳压/工频方波发生器

图 44.6 所示电路是一个稳压/工频方波发生器电路，输出方波的占空比为 1:1，频率为 50Hz，可作为钟控信号。

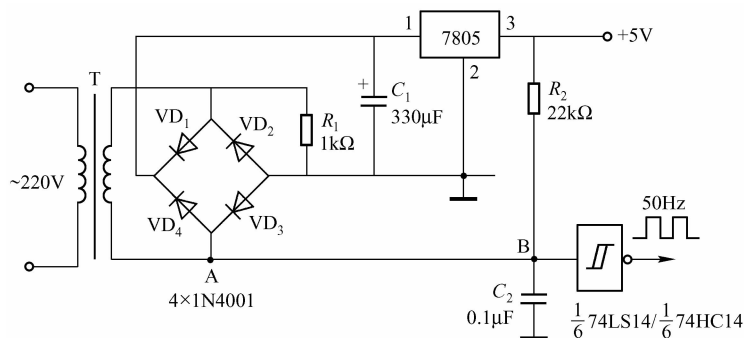


图 44.6 稳压/工频方波发生器电路

R_1 使 VD_3 在 A 点的负半周内始终导通，从而确保 A 点输出电位为 0.7V 左右，且不受噪声的干扰，方波波形不至畸变。若无 R_1 ，则整流管（包括 VD_3 ）只有在接近峰值时才导通，其余时间处于截止状态，使 A 点电位浮动，电源线的杂波及 C_1 上的直流电压使 A 点波形严重失真，最后导致输出方波的畸变。

第七节 闪光与音响同步的振荡器

图 44.7 所示电路是闪光与音响同步的振荡器。 VT_1 与 VT_2 组成集-基耦合自激多谐振荡器，电路的振荡频率 $f=3\text{Hz}$ （实测）。 VT_3 与 VT_4 也是集-基耦合振荡器，但它的频率还受到 VT_2 输出频率的调制。当 $C_3 = C_4 = 0.1\mu\text{F}$ 时，实测 VT_4 的频率 $f=457\text{Hz}$ ；当 $C_3 = C_4 = 0.22\mu\text{F}$ 时， VT_4 的实测频率 $f=141\text{Hz}$ 。

VD_1 （或 VD_2 ）闪光时 B 同时发声，该电路可用于玩具上。 VT_5 是射极输出器，在电路中起阻抗变换作用，使输出阻抗与扬声器的阻抗相匹配。B 宜选择 $\phi 20$ 的 8Ω 小扬声器，并将扬声器置于共鸣箱（实为一个空盒子）内，增强声响。

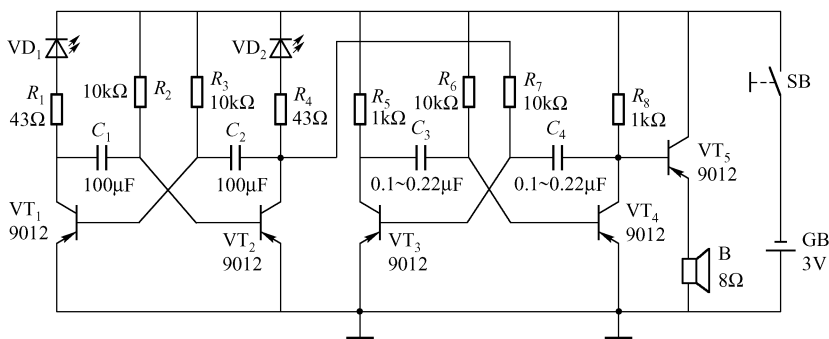


图 44.7 闪光与音响同步的振荡器

第八节 键控方脉冲串发生器

图 44.8 所示为键控方脉冲串发生器，每按一下电键开关 SB，555 便输出一方波脉冲串；不按 SB，即 \bar{R} 端悬空，555 处于稳态，输出为 0 电平；长按 SB，输出为一恒定直流；点按 SB，电路便输出一列方脉冲串。由示波器测试，脉冲串的周期约为 10ms，其重复周期约为 100Hz。输出端的输出或吸收电流约为 200mA。

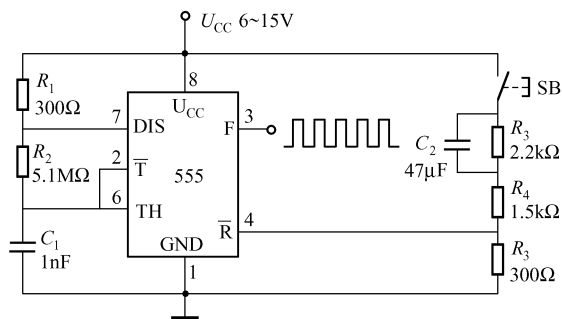


图 44.8 键控方波脉冲串发生器

第九节 调频调幅脉冲信号发生器

调频调幅脉冲信号发生器电路如图 44.9 所示。电路结构简单，易起振，调频、调幅方便。

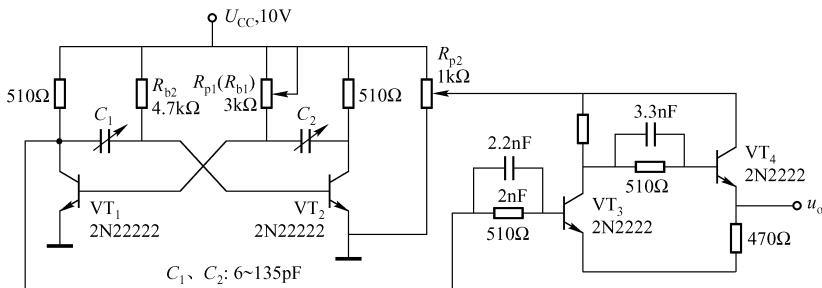


图 44.9 调频调幅脉冲信号发生器

VT₁、VT₂ 组成集基耦合多谐振荡器，其振荡周期为 $T = 0.7(R_{p1}C_2 + R_{p2}C_1)$ ；VT₃ 为反相器，VT₄ 组成射极输出器，振荡信号经二者隔离输出。

频率调节范围为 $f = 20\text{kHz} \sim 4\text{MHz}$ ；幅变调节范围为 $u_{om} = 0 \sim 8\text{V}$ ；脉宽调节范围为 $t_u = 120 \sim 14\mu\text{s}$ 。

第十节 输入延迟的单稳态触发电路

图 44. 10 所示为输入延迟的单稳态触发器电路，在 SN74121 的输入端（5 脚）前加一 RC 电路，即可使输出信号延时。输入信号经 RC 积分延迟 t_d 后上升到正向阈值电压 U_{T+} 时，单稳态电路才翻转，也就是说，输入信号被延迟了 t_d 。

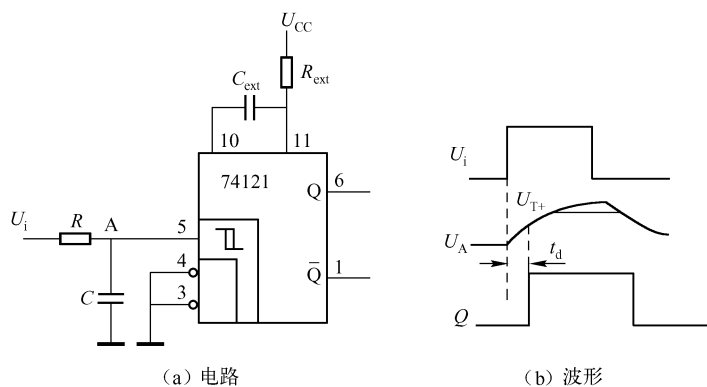


图 44. 10 输入延迟的单稳态触发器及波形

第十一节 1Hz ~ 12MHz 倍频器

由异或门 SN5486、六反相器 SN54L04 和单稳态电路 SN54121 等组成的 2 倍频电路如图 44. 11 (a) 所示。该电路可产生极精确的倍频。异或门的一个输入端 B 直接输入已知频率 f_{IN} ，

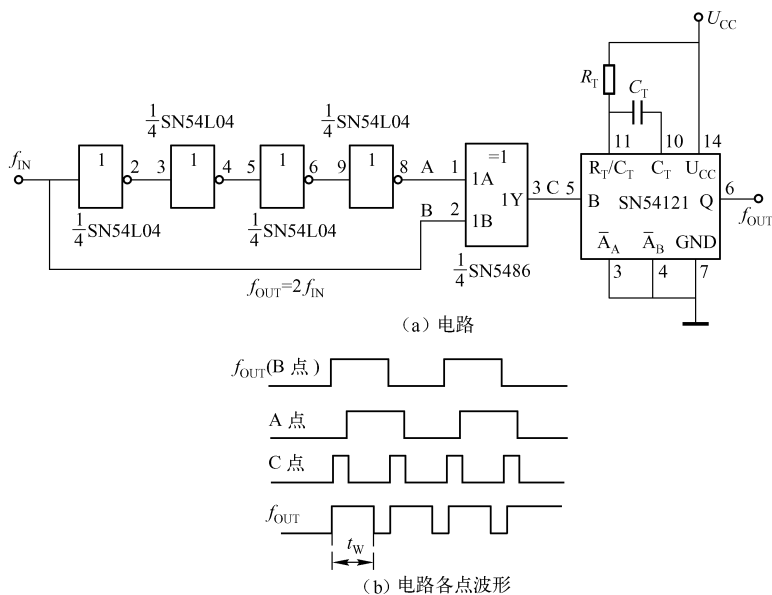


图 44. 11 1Hz ~ 12MHz 倍频器

异或门的另一个输入端 A 必须输入对输入信号进行延迟后的信号。每个非门产生约 30ns 延迟, 电路产生约 $4 \times 30\text{ns} = 120\text{ns}$ 延迟。

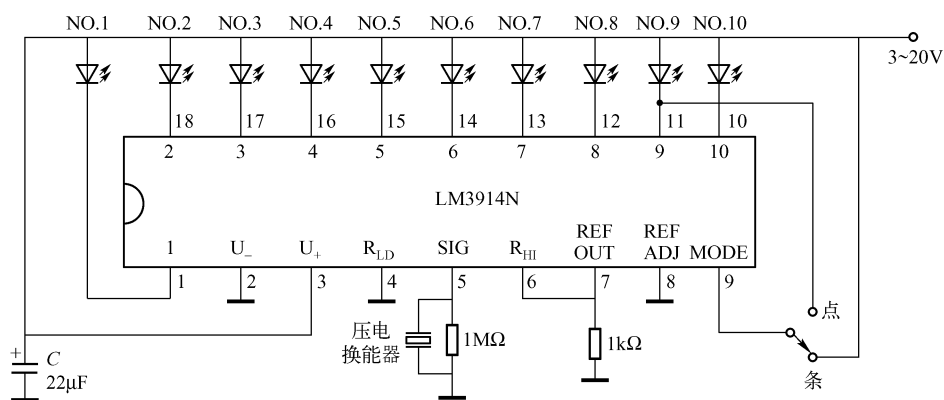
由异或门的逻辑功能可知, 它的输出端 C 点的波形如图 44.11 (b) 所示。

电路的输出采用单稳态电路, 目的是用它控制输出方脉冲的正向脉冲宽度 $t_w = \ln 2 R_T C_T \approx 0.69 R_T C_T$ 。

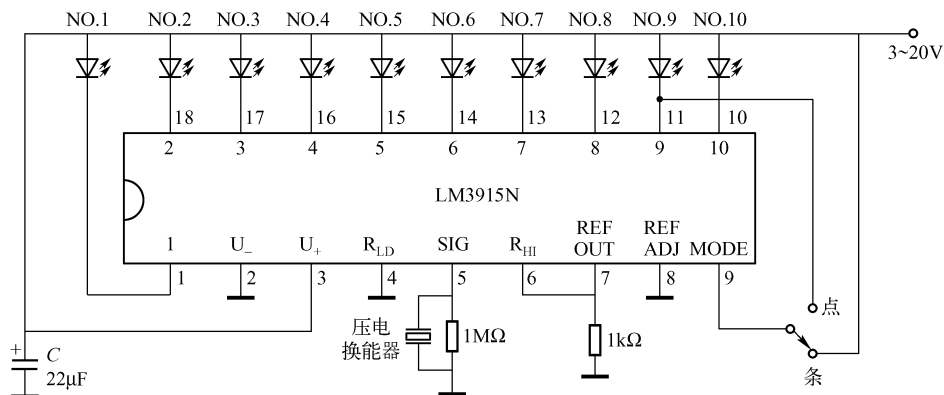
定时电阻和电容的范围为 $R_T = 2 \sim 30\text{k}\Omega$, $C = 10\text{pF} \sim 10\mu\text{F}$ 。

第十二节 简易振动计

由点/条显示驱动器 LM3914 和 LM3915 组成的简易振动计电路如图 44.12 所示。LM3914/LM3915 框内的 1、2、…、10 是外接 LED 的顺序编号, 和外引脚不对应; SIG 为信号输入端。MODE 为点/条显示选择端, 当 MODE 接 11 脚或开路时, LED 为点状显示, 例如, 一振动使 NO.6 LED 亮 (NO.6 以下的各 LED 均不亮), 呈现一亮点; 当 MODE 接电源时, LED 呈条状显示, 例如一振动使 NO.6 LED 点亮, 则 NO.6 以下的各个 LED 均点亮, 形成“条”状显示。



(a) 点/条显示



(b) 0~-27dB 点/条显示

图 44.12 简易振动计电路

电路 44.12 (a) 为一般的线性显示电路；图 44.12 (b) 为对数显示方式，在相邻的输出信号之间，保持 -3dB 的间隔，其显示形式如图 44.13 所示。

传感器选用电子市场出售的压电晶体；电源选择 9V 叠层电池较合适。

该电路可用来制作便携式简易振动计，用 NO.1、…、NO.10 号 LED 来显示振动水平，适用于检测某些机械装置的振动大小。

第十三节 自动关机电路

很多仪器仪表都使用干电池作为电源，有时忘记关断电源，很容易使电池能量消耗殆尽。为此，可给这些手持设备加上自动关机电路。该电路能自动切断电源，使仪表进入休眠状态，整机静态电流降至 $7.5\mu\text{A}$ ，耗电量极小，功耗约 $68\mu\text{W}$ 。

自动关机电路由电源开关 S 、电容 C_1 、电压比较器（运放 TL082 的一半）、NPN 型晶体管 VT_1 、PNP 型晶体管 VT_2 以及电阻 R_1 等组成，如图 44.14 所示。图中的 U_s 作为新电源，由它对外供电。

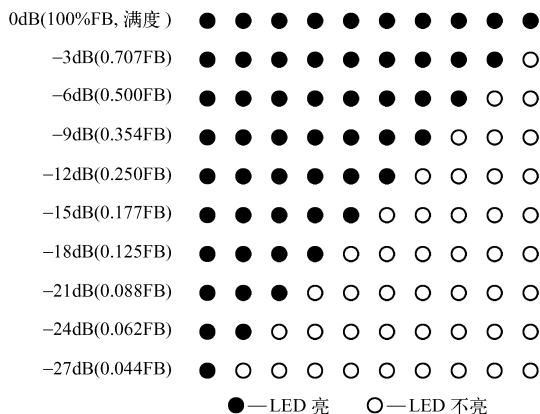


图 44.13 LM3915 的条显示

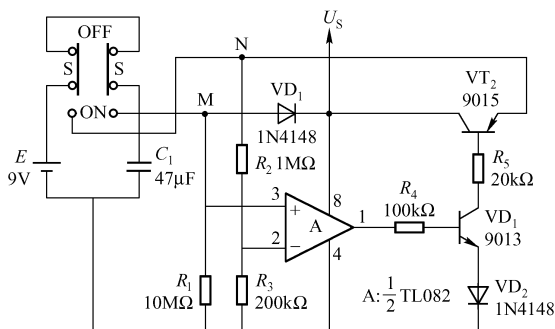


图 44.14 自动关机电路

R_1 、 C_1 组成定时电路，由它确定自动关机的时间。运放 A 组成电压比较器，其参考电压为反相端的电位 $U_- = ER_3 / (R_2 + R_3) = 1.5\text{V}$ 。

当 S 拨至 OFF (关) 位置时 (即图中 S 所处的位置)， 9V 电源向 C_1 充电，使 $U_{C1} = E = 9\text{V}$ ； S 拨至 ON 位置 (通) 时， C_1 的正极经过 M 点接至运放的同相端 (3 脚)，电源 E 的正极经过 N 点加至 VT_2 的发射极上。在初始条件下，同相端电位 $U_+ = E = 9\text{V}$ ， $U_- = 1.5\text{V}$ ，由于 $U_+ > U_-$ ，因此运放 A 正饱和 (稍低于电压电源，约 8V)，使 VT_1 、 VT_2 均导通， VT_2 导通之后就将其他电路 (如 A/D 转换器等) 的电源 U_s 接通。

自动关机时间的设计方法如下：

随着 C_1 不断地向 R_1 放电，使 U_+ 逐渐降低，当 $U_+ < 1.5\text{V}$ 时，比较器反转成负饱和，输出为低电平，使 VT_1 、 VT_2 截止， U_s 的线路被切断，仪表 (或其他电路) 停止工作。

设自动关机电路的供电时间为 t ，则

$$U_{C1}(t) = Ee^{-t/(R_1C_1)}$$

$$t = R_1 C_1 \ln [E / U_{C1} (t)]$$
$$E = 9V, U_{C1} (t) = U_- = 1.5V, \text{ 若取 } R_1 = 10M\Omega, \text{ 则}$$
$$t = R_1 C_1 \ln 6 = 17.92C_1$$

C_1 的单位为 μF , t 的单位为 s 。
选择 C_1 的不同标称值, 可得到相应的供电时间 t , 见表 44. 1。

表 44. 1 C_1 与供电时间 t 的关系

$C_1 / \mu F$	供电时间 t	条 件
4. 7	$84. 2s \approx 1. 4min$	$E = 9V$ $R_1 = 10M\Omega$ $U_{C1} = U_1 = 1. 5V$
10	$179s \approx 3min$	
22	$394s \approx 6. 6min$	
33	$591s \approx 10min$	
47	$842s \approx 14min$	
68	$1219s \approx 20min$	
100	$1799s \approx 30min$	

当然, 也可以选择不同的 R_2 、 R_3 值, 计算出 U_{C1} 值; 也可选择不同的 R_1 值, 来设计表 44. 1 中不存在的供电时间; 如若需要可调的 t 值, 可将 R_1 用电位器代替。

第十四节 5S 模块电路及应用

由时基电路 555 和 SSR 固态继电器组成的一体化电路, 简称为 5S 功能模块, 其电路如图 44. 15 所示。因为 555 有 5 个外引端子作为控制用, 也可理解为 5 控制端固态继电器。将电路组装, 引出外引端子即成模块, 它是一个无触头固态继电器。

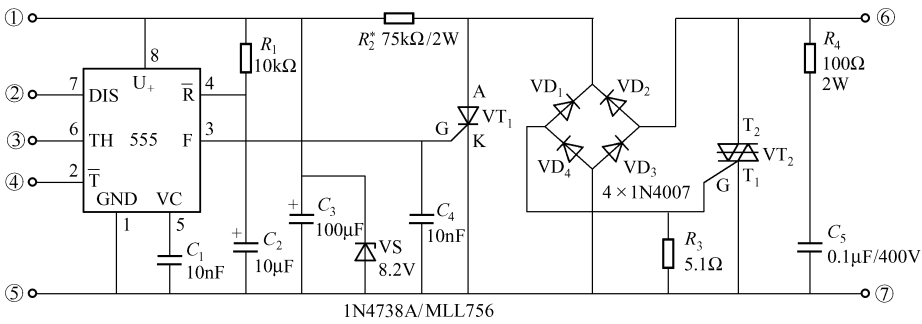


图 44. 15 5S 模块电路

单向晶闸管 VT_1 作为无触头控制开关, 双向晶闸管 VT_2 作为交流负载驱动器。当 VT_1 截止时, 整流桥 $VD_1 \sim VD_4$ 没有形成电流回路, 故 VT_2 无触发电流而截止, 负载不工作; 当 VT_1 导通时, 整流桥形成电流回路 (正半周: ⑥ \rightarrow $VD_2 \rightarrow VT_1 \rightarrow VD_4 \rightarrow R_3 \rightarrow$ ⑦), R_3 上的压降作为 VT_2 门极 G 的触发脉冲使 VT_2 完全导通, 负载通电工作。单向晶闸管 VT_1 的截止与导通, 是由 555 的 3 脚输出电平高低决定的, 当 3 脚为低电平时, VT_1 截止, 3 脚为高电平时 VT_1 导通, 3 脚输出电

平的高低是由 555 的外引端①~⑤连接电路决定的, 外引电路不同能产生各种应用电路。

1. 模块元器件的选择及调试

VT_1 可选择 600V/3A 任一型号的单向晶闸管; VT_2 可选择任一型号的 800V/16A 双向晶闸管。模块的额定电流可达 8~10A。其他元器件见图 44. 15。

调试方法是: 将 555 的 8 脚开路, 将模块的⑥、⑦端接 100W 灯泡, 灯应不亮(如灯亮说明 VT_1 或 VT_2 质量有问题), 用电压表测量 C_3 两端电压应在 8V 左右。再将 555 的 8 脚接入电路, 再测量 C_3 端电压, 应不小于 5V, 否则应调整 R_2 值。

2. 5S 模块应用

(1) 5S 闪光灯

5S 模块可作为闪光灯(如图 44. 16 所示)使用。无需直流, 只要将⑥、⑦端接灯泡即可。闪光的频率 $f = 1.443 / (R_1 + 2R_p)C$, 调节 R_p 可改变闪光频率。该电路可用于市政施工标志灯、航标灯、广告装饰灯等。

(2) 5S 光控灯

5S 可制作光控灯(如图 44. 17 所示), VD 可选光敏二极管、光敏晶体管, 也可选用光敏电阻。白天有光照在 VD 上, VD 内阻较小, R_p 上压降较大, 5S 的 4 脚呈高电平, 模块内部电路关断, 灯泡不亮; 反之, 晚上 5S 的 4 脚呈低电平, 灯泡亮。安装时, VD 只能接收自然光, 灯泡不能照射它。

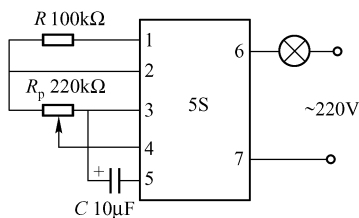


图 44. 16 5S 闪光灯

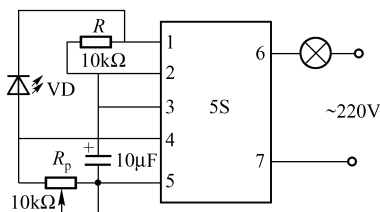


图 44. 17 5S 光控灯

(3) 5S 触摸楼道灯

5S 触摸楼道灯电路如图 44. 18 所示, M_1 、 M_2 是金属片, 可放置于楼道两端, 当触模 M_1 (或 M_2) 时, 灯亮, 延时后, 灯自动关。

(4) 5S 防盗警铃

图 44. 19 所示为防盗警铃电路。永久磁条安装在活动门上, 常闭型干簧管 K 安装在门

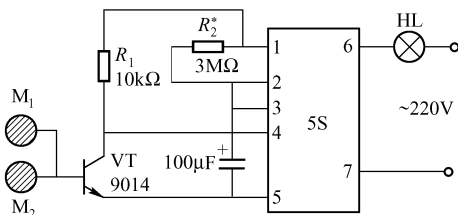


图 44. 18 5S 触摸楼道灯

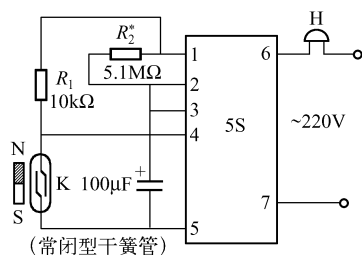


图 44. 19 5S 防盗警铃

框上。平时，磁条靠近干簧管，两簧片呈开启状态，电铃 H 不响；当推开门时，磁条远离干簧管，两簧片闭合，电铃响。该装置可安装于仓库值班室等场合。

另外，5S 模块还可用于恒温控制、气敏排气扇等使用场合。

第十五节 简单的能自动切断的充电器

当充电电池达到设定电压时，该充电器能自动切断充电电路，且指示灯亮，防止充电电池过充。

该充电器由半波整流电路 (R_1 、 VD_1 、 C_1 、 VS)、电子开关 (即充电电路, VT_1 、 VD_2) 和阈值翻转电路 (VT_2 、 C_2 、 R_5) 等组成, 如图 44.20 所示。

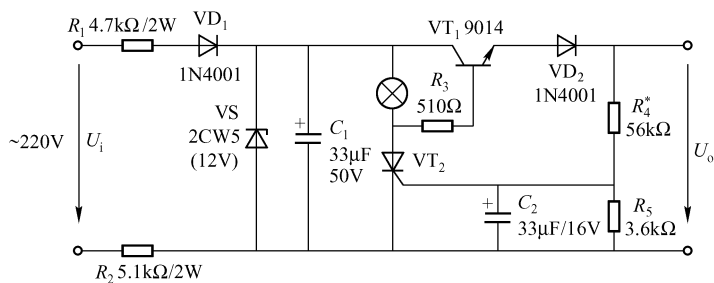


图 44.20 简单的能自动切断的充电器

对 C_1 的充电常数为 $t_1 = (R_1 + R_2 + R_{VD1}) C_1 \approx 0.36s$ (R_{VD1} 为 VD_1 的正向电阻); 对 C_1 的充电电流约为 20mA。

对电池的充电电流约为 12mA, 且充电电流基本稳定。在充电过程中, 端电压低于设定值时, 晶闸管 VT_2 关断; 一旦端电压升高到设定值, 晶闸管导通, 指示灯亮, 同时晶体管 VT_1 截止, 切断充电电路, 确保充电电池安全。

① 本机的调试应根据充电电池的电压进行。选择适当 R_4 值, 使当电池达到充电电压额定值时指示灯点亮。

② 指示灯应选 12V 小灯泡。如选择电压低于 12V 的小灯泡, 应加限流电阻 R , $R = (\text{稳压管稳压值} - \text{小灯泡额定电压} - \text{晶闸管正向压降}) / \text{小灯泡额定电流}$ 。例如, 手电筒小灯泡为 2.5V、0.3A, 则限流电阻 $R = (12 - 2.5 - 0.5)V / 0.3A = 30\Omega$ 。

③ 如指示灯选用 LED, LED 也应串联限流电阻, $R = (\text{稳压管稳压值} - \text{LED 正向压降} - \text{晶闸管正向压降}) / \text{LED 额定电流}$ 。

注意: 本机不用变压器, 直接用市电 220V 整流, 应注意安全。

1. 镍镉/镍氢电池充电的基本知识

镍镉/镍氢电池的额定电压是 1.2V, 终止放电电压是 1.0V。到了终止放电电压还继续放电称为过放电。镍镉/镍氢电池在环境温度为 $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$, 充入电量为电池额定容量的 120% ~ 150% 时, 可认为电池已充满, 充电时的电压为 1.4 ~ 1.45V, 最高电压为 1.5V。若超过 1.5V 还继续充电则称为过充电。过充电与过放电都会损坏电池。

第十七节 数字电压表（DVM）测量高压电路

利用数字电压表（DVM）测量高压电路如图 44.22 所示。它的基本原理是利用电荷放大器原理，用集成运算放大器以高精度测量千伏级高压电。

表 44.3 等效电容、等效电感与各阻抗的关系

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_5	Z_i	
$\frac{1}{j\omega C_1}$	R_2	R_3	R_4	R_5	$C_i = C_1 \frac{R_3 R_4}{R_2 R_5}$	等效电容
R_1	$\frac{1}{j\omega C_2}$	R_3	R_4	R_5	$C_i = C_2 \frac{R_3 R_4}{R_1 R_5}$	
R_1	R_2	R_3	R_4	$\frac{1}{j\omega C_5}$	$C_i = C_5 \frac{R_3 R_4}{R_1 R_2}$	
$\frac{1}{j\omega C_1}$	$\frac{1}{j\omega C_2}$	$\frac{1}{j\omega C_3}$	$\frac{1}{j\omega C_4}$	$\frac{1}{j\omega C_5}$	$C_i = \frac{C_1 C_2 C_5}{C_3 C_4}$	
R_1	R_2	$\frac{1}{j\omega C_3}$	R_4	R_5	$L_i = C_3 \frac{R_1 R_2 R_5}{R_4}$	等效电感
R_1	R_2	R_3	$\frac{1}{j\omega C_4}$	R_5	$L_i = C_4 \frac{R_1 R_2 R_5}{R_3}$	
$\frac{1}{j\omega C_1}$	R_2	$\frac{1}{j\omega C_3}$	$\frac{1}{j\omega C_4}$	R_5	$L_i = \frac{C_3 C_4}{C_1} R_2 R_5$	
R_1	$\frac{1}{j\omega C_2}$	$\frac{1}{j\omega C_3}$	$\frac{1}{j\omega C_4}$	R_5	$L_i = \frac{C_3 C_4}{C_2} R_1 R_5$	
R_1	R_2	$\frac{1}{j\omega C_3}$	$\frac{1}{j\omega C_4}$	$\frac{1}{j\omega C_5}$	$L_i = \frac{C_3 C_4}{C_5} R_1 R_2$	

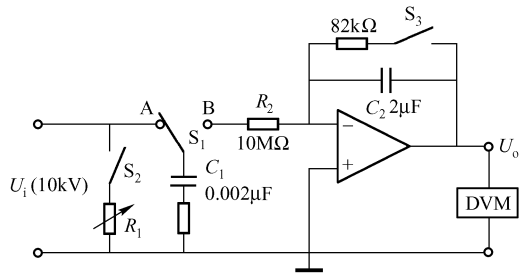


图 44.22 数字电压表（DVM）测量高压电路

普通的静电电压表测量 10kV 高压将产生 2%，即 200V 的测量误差。利用电荷转移电路对高压进行精确分压能将误差控制在 0.5% 以内。

分压功能的实现是，将一个小容量高压电容器上的电荷转移到一个大容量低压电容器上，这个大电容器接在运放的负反馈回路中，这样，在测量时数字电压表需要的电流由运放来提供。

当开关 S_1 扳到 A 位置时，被测电压 U_i 对 C_1 充电； S_1 扳到 B 位置时， C_1 上的电荷完全转移到 C_2 上，电荷转移完成后，输出电压为

$$U_o \approx U_i \frac{C_1}{C_2}$$

可以用数字电压表测出,从而确定了被测量电压 U_i 。若测定有载状态下的电压值可将 S_2 接通。

R_2 的作用是减慢电荷转移过程以保证放大器的响应。 C_1 、 C_2 不要求采用高精度电容器,只要保证 C_1/C_2 保持不变即可。 C_1 可选用高压油浸电容器。

闭合 S_3 可使 C_2 放电,以便进行下一次测量。

运算放大器应选用偏置电流 I_b 、失调电压 U_{io} 都很小的器件,如输入级采用 FET 或复合管的运算放大器。

第十八节 低压电压表测量高压电路

图 44.23 所示电路是利用低压电压表来测量高压的电路。如果运算放大器 A 是理想器件,则电路的输出电压为 $U_o = U_i C_1 / C_2$ 。一般运算放大器的全部参数都不是理想值,考虑到误差,则该电路的输出为

$$U_o = U_i \frac{C_1}{C_2} + \underbrace{\frac{I_b}{C_2} t \pm U_{io}}_{\text{误差}}$$

式中, I_b 是运放的偏置电流; t 是测量时间; U_{io} 为运放的输入失调电压。

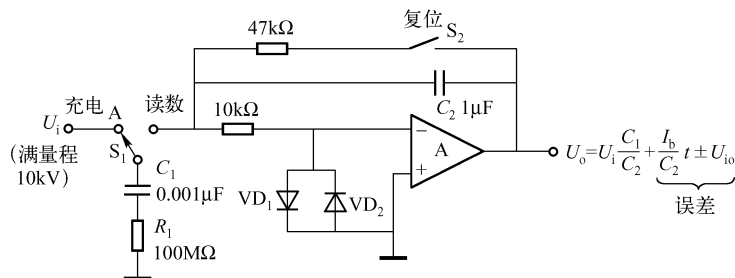


图 44.23 低压电压表测量高压的电路

某些运放的 I_b 、 U_{io} 值非常小,如 MAX478AC 的 $U_{io} = 30\mu\text{V}$, $I_b = 3\text{nA}$,这两项指标非常接近于理想值,因此其误差完全可以忽略。其读数为 $U_o \approx U_i \frac{C_1}{C_2}$,被测量高压为 $U_i \approx \frac{C_2}{C_1} U_o$ 。

开关 S_1 是充电/测量(读数)转换开关, S_2 为复位开关,测量时 S_2 是开启的,闭合 S_2 通过 $47\text{k}\Omega$ 电阻放电。VD₁ 和 VD₂ 为保护运放二极管。 C_1 应选用耐压大于 10kV 的电容。A 应选择输入级采用 FET 的运算放大器。

第十九节 高共模抑制比测量放大器

高共模抑制比测量放大器电路如图 44.24 所示。其中, $A_1 \sim A_3$ 组成典型的仪用(数据)放大器; A_4 为电压跟随器,它对节点 M 处的平均共模电压 U_{cm} 进行跟随,其输出则将 A_1 、 A_2 的供电电压自举到以 U_{cm} 为参考点。与仪用(数据)放大器相比,这种加共模自举措施的方法在相同的 A_f 下可使 CMRR 增加 20~30dB。

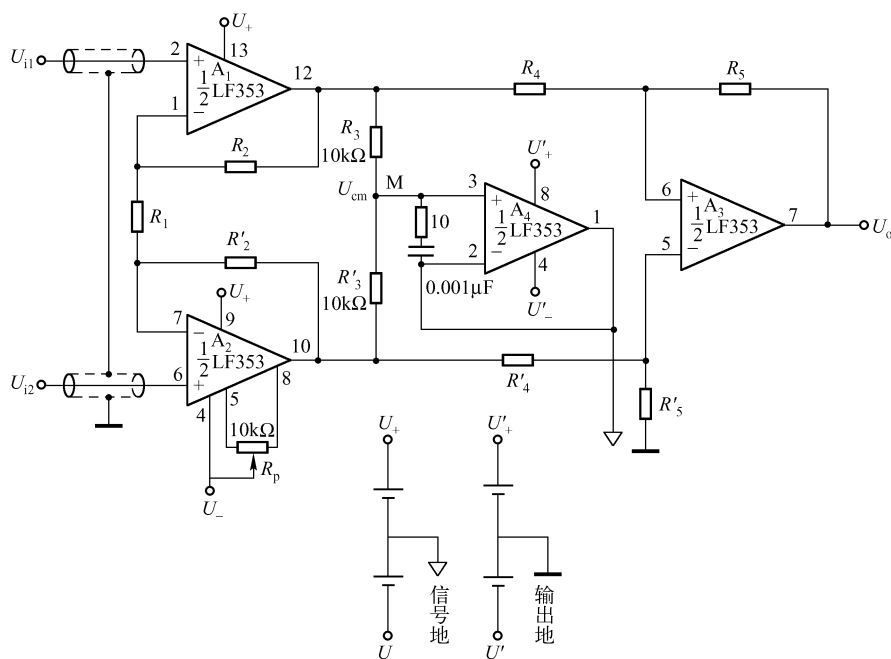


图 44.24 高共模抑制比测量放大器

该电路具有两个接地端，它们是分别独立接地的，也就是说电路需要两套电源。

此电路的电阻匹配精度为 0.01%；闭环放大倍数为 1400 倍时，CMRR 可达到 136dB。

$A_1 \sim A_2$ 应选宽带双运算放大器； A_3 、 A_4 可选单运放，也可选双运放，但均应选用宽带运放。

第二十节 高精度仪用放大器

图 44.25 所示是美信 (MAXIM) 公司推荐的高精度仪用放大器。组件采用四运放 MAX479AC。

大信号电压增益 $A = 600000$ ，CMRR = 103dB，增益带宽乘积 GBW = 50kHz，输出失调电压 $U_{os} = 35\mu A$ ，输出失调电流 $I_{os} = 0.05\mu A$ ，输入偏置电流 $I_B = 3\mu A$ ，输入噪声电压 (0.1Hz ~ 10kHz) $e_N = 1.0\mu V$ (峰-峰值)，电源抑制比 PSRR = 104dB ($U_s = 2.2 \sim 12V$)，供电电流 $I_s = 12\mu A$ /每个运放，最小供电电压 $U_s = 2.2V$ 。

由上述参数可以看出，MAX479 无疑是一块性能优良的运放芯片，因为供电电压低 (2.2V) 而适用于袖珍或手提电器设备。

该电路的闭环增益为

$$A_F = \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) \frac{R_1}{R_2} = \left(1 + \frac{2 \times 1}{0.2}\right) \times \frac{9.1}{1} = 100$$

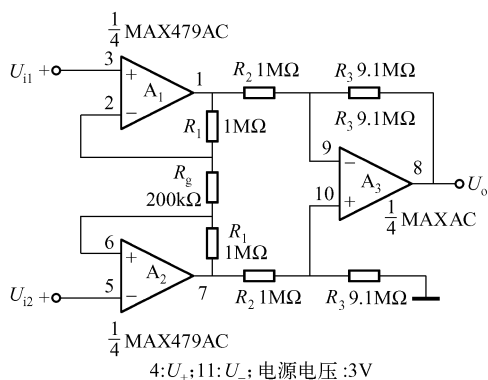


图 44.25 高精度仪用放大器

因为仪用放大器的性能指标主要是共模抑制能力，下面简要计算它的共模抑制比。

MAX479AC 的典型值 $\text{CMRR} = 103\text{dB}$ ，因为四个运放集成在同一芯片内，所以各个运放的 CMRR 差别不会太大。按保守估计，各个共模抑制比相差为 $\pm 5\%$ 左右，其相关的数值如下：

$$A_{\text{F12}} = 1 + \frac{R_1}{R_g} = 11$$

$$\text{CMRR}_{1,2} = \frac{\text{CMRR}_1 \times \text{CMRR}_2}{\text{CMRR}_1 - \text{CMRR}_2} = \frac{141253.8 \times 141253.8 \times 0.95}{141253.8 - 141253.8 \times 0.95} = 2683817.55$$

这是前置级的 CMRR ，数值较高。但输出级的共模抑制比较低，它主要取决于闭环增益和电阻的匹配。设电阻的匹配误差为 $\delta = \pm 0.1\%$ ， $A_{\text{F3}} = R_3/R_2 = 9.1$ ，因此有

$$\text{CMRR}_3 \approx (1 + A_{\text{F3}})/(4\delta) = (1 + 9.1)/(4 \times 0.1\%) = 2525$$

整个仪用差动放大器的共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{A_{\text{F12}} \text{CMRR}_3 \times \text{CMRR}_{1,2}}{A_{\text{F12}} \text{CMRR}_3 + \text{CMRR}_{1,2}} = \frac{11 \times 2525 \times 2683817.55}{11 \times 2525 + 2683817.55} = 302395.5 \approx 110\text{dB}$$

第二十一节 由双时基电路组成的差动线路驱动器

555 时基电路的输出电流较大，可达 100mA。它具有反相或同相功能，其输出电压摆幅接近电源电压，拉电流或灌电流可达 150mA，适宜做单端线或双端线驱动光电隔离耦合器终端。

由双时基电路组成的差动线路驱动器电路如图 44.26 所示。

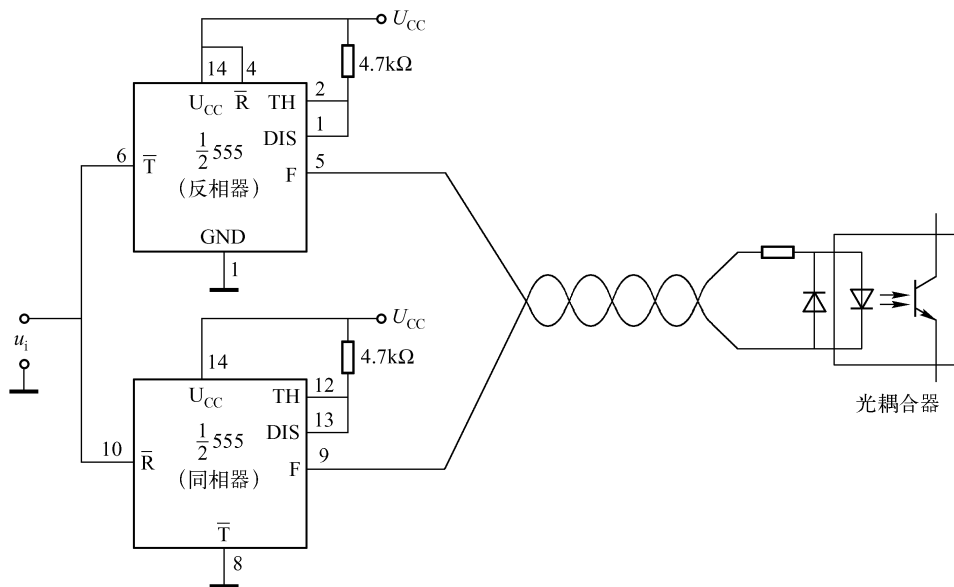


图 44.26 由双时基电路组成的差动线路驱动器

若输入信号 u_i 来自 CMOS 电路， u_i 的大小为 0 ~ 12V；若输入信号 u_i 来自 TTL 电路， u_i

为 $0 \sim 5\text{V}$ 。然而,若 TTL 输入到 555 的电平小于 $U_{\text{CC}}/3$ ($5\text{V}/3$),则反相器不能工作,此时可在 8 脚与 2 脚之间接一个上拉电阻提升电位,使电路工作,但是器件的振荡频率应限制在 100kHz 之内。

第二十二节 $10\text{kHz} \sim 220\text{MHz}$ 宽带天线放大器

本节介绍的有源天线放大器具有噪声低、增益高、频带特性好,元器件少,便于制作的特点,适用于汽车收音机、通信接收机、取样示波器高频有源探头等。

1. 特点

- ① 输入电容小。
- ② 低噪声高频率。
- ③ 输入阻抗高。
- ④ 能提供一定的增益。

2. 电路

本宽带天线放大器由三级直接耦合全反馈式放大器组成,如图 44.27 所示。第一级采用双栅 MOS 场效应管 BF981,其输入电容只有 2pF ;第二级使用超高频(UHF)晶体管 BF979;第三级使用宽带中功率驱动晶体管 2N5109,它组成射极输出器。

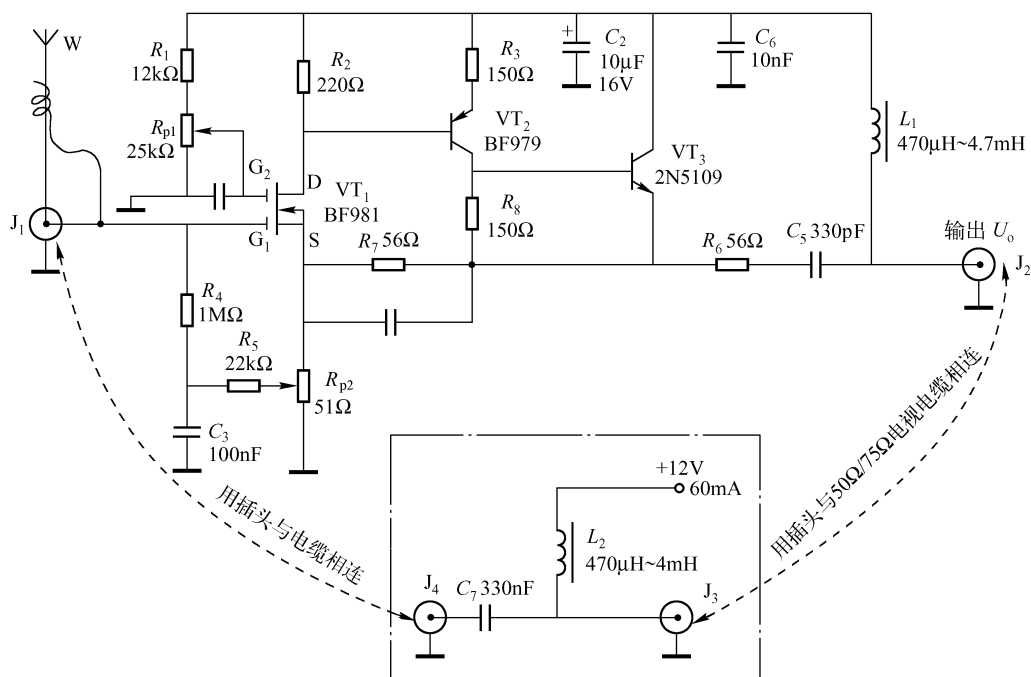


图 44.27 $10\text{kHz} \sim 220\text{MHz}$ 宽带天线放大器

反馈信号取自 VT_3 的发射极, 通过 $R_7 // C_4$ 支路将反馈信号送到 VT_1 的源极。

电源为 12V 的稳压电源, 其输出可达 60mA (见点画线框图), 它通过电感 L_1 、 L_2 和插头插座向电路供电, 点画线框内的电路不与主电路装在一起。 L_1 和 L_2 的电感量视频率而定, 接收频率为甚低频 (VLF) 时, 用最大值 4.7mH; 接收甚高频或超高频 (VHF/UHF) 信号时, 使用最小值为 470 μ H 的电感。不管电感量如何取值, 它们的直流电阻均应小于 10 Ω 。

3. 调试

电路的输出由插座 J_2 引出, 输入由天线 W 感应的信号送入 VT_1 的 G_1 栅, 也由插座连接。 J_2 和 J_3 需用插头与 50 Ω 或 75 Ω 电视电缆连接; J_1 和 J_4 也用相似的连接方式。

电位器 R_{p1} 用于调节 G_2 栅上的电压, 即调节信号的强度; R_{p2} 用于调节 VT_3 的射极电压, 也就是可调节输出电压的大小。

本电路在 10kHz ~ 20MHz 之间都可正常工作, 实为宽带放大器。

第二十三节 综合电路设计举例

任何仪器仪表和实用电子装置都是由若干个基本电路或系统组成的。实用电子装置或仪器仪表如同一幢大楼, 由“板块”、“门窗”、“砖瓦”等构成, “板块”是基本专用电路或子系统, “门窗”是电子器件, “砖瓦”是电子元件。

现代电子设计人员, 应该利用“板块”理念来设计实用电子装置或仪器仪表。也就是说, 根据实践要求, 选用基本专用电子电路, 利用它们组成符合要求的综合电路, 经过组装、调试达到设计要求。

下面通过一个综合电路设计来说明利用“板块”理念来构成实用电子电路装置的方法, 仅起抛砖引玉的作用。

随着科学技术的发展, 很多高精度、多功能元器件被研制出来, 这省掉了很多电子电路设计、调试的时间, 并保证了精度和功能的要求。但是, 很多实用电子装置还是由传统电路组成的, 设计人员必须掌握常用电子电路的设计、调试方法, 它是设计高、精、尖科技产品的基础。

下面以超声波传感器节能灯电路的设计为例进行介绍。

为了节省电能, 很多楼道都采用了“人来灯亮, 人走灯灭”的节能照明系统, 大多采用了红外线传感器、多普勒传感器、超声波传感器等。

超声波传感器又称为超声波换能器, 它是采用各种类型压电陶瓷振子的一种电子器件, 它的等效电路和压电晶体的等效电路相同。超声波传感器分为发射传感器和接收传感器, 两者的频率都是 40kHz, 发射器电路向外发射 40kHz 的超声波, 当周围物体静止的时候, 反射到接收器的超声波是恒定的, 接收器电路输出的信号幅度也是恒定的, 此时照明灯不亮; 但是, 当周期物体移动时, 反射波不再是恒定不变的了, 接收器的输出幅度也就随之变化, 用检测电路将输出幅度的变化取出, 加以放大, 并控制照明灯点亮。

(1) 设计电路框图

设计电路的框图如 44.28 所示。电路分为发射电路和接收电路，前者简单，后者较复杂。实现框图功能的电路有若干种，本节介绍一种简单易行的电路来实现其控制功能。

(2) 超声波发射电路

超声波发射电路有很多种，它们的共同特点是具有一个能产生振荡频率为 40kHz 的振荡电路，然后通过超声波换能器把电子振荡转换成机械振荡，即机械波，向空中发射。

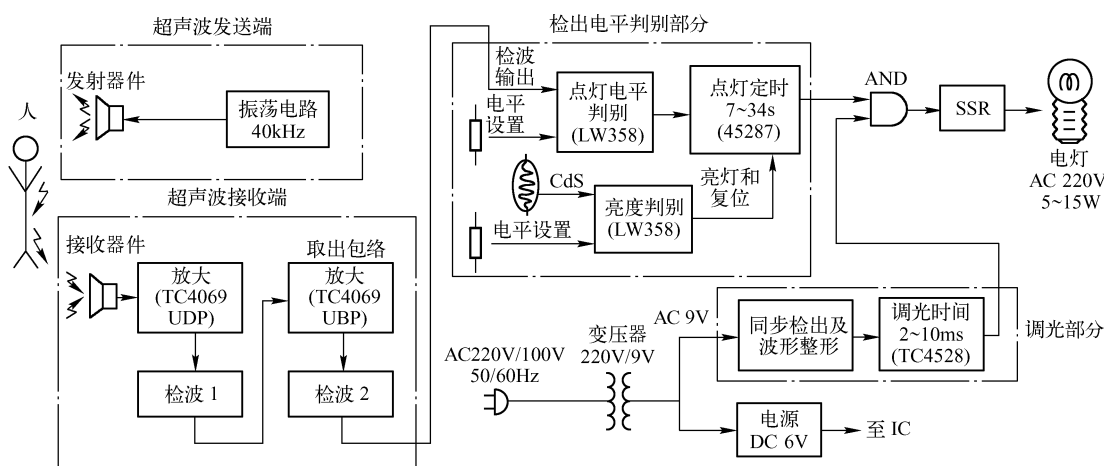
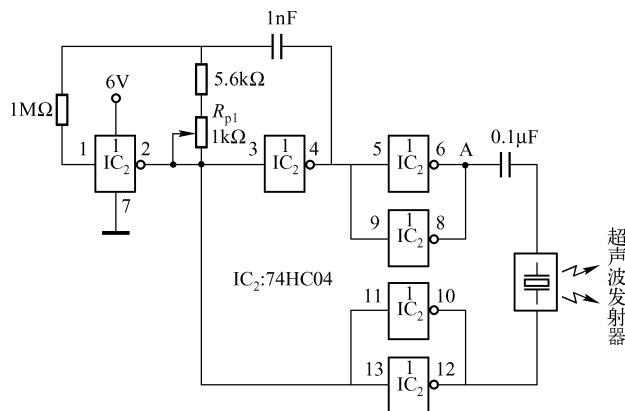


图 44.28 超声波节能灯电路框图

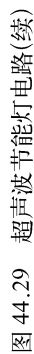
超声波发射电路如图 44.29 (a) 所示。电路使用一块 CMOS 六反相器，其中用两个非门组成电子振荡器，其振荡频率用电位器 R_{p1} 微调成 40kHz，振荡器的输出，即 4 脚和 2 脚之后各接一个缓冲器（由两非门并联而成），用以放大输出电流。

该发射电路具有发射幅度大的特点。4 脚的输出波形和 2 脚的输出波形是反相的，也就是说，加在超声波发射器两端的电压幅度是 4 脚输出幅度的 2 倍；如果将 11 脚（或 13 脚）接到地（7 脚），那么加到发射器两端的电压就是 4 脚的输出电压。



(a) 超声波发射电路

图 44.29 超声波节能灯电路



(3) 超声波接收电路

超声波接收电路由放大电路、检波电路、点灯电平判别电路、环境亮度判别电路、点灯定时电路、触发信号电路、调光电路和与门电路等组成,如图 44.29 (b) 所示。

① 放大检波电路。当人体在灯下移动时,人体将超声波反射到超声波接收器上。反射波的幅度是可变的,接收器将这一微弱的机械波变换成电波,放大电路将这一电波放大,第一级与第二级的增益由 R_{p2} 调节,可达 600 ~ 700 倍,之后由检波器 I 检出,再经放大,由检波器 II 检出包络线(如图 44.30 所示)。

② 点灯电平判别电路。由运放 LM358N 组成的电压比较器构成。当检波器 II 输出的积分电平比设定电平(IC_4 的 2 脚电位)高时,运放的输出端(1 脚)由 0 变成 1,这一输出电平的变化即是照明灯点亮的触发信号。

③ 环境亮度判别电路和点灯定时电路。环境亮度判别电路也是一个比较器电路,当环境亮度(白天)较亮时,光敏电阻 R_{Cds} 的阻值变小,使 IC_4 的 U_+ (5 脚电位) $< U_-$ (6 脚电位),所以运放输出为 0。这一低电平加到点灯定时电路 IC_3 的复位端 3 脚,使定时电路总是处于复位状态,所以周围较亮时,照明灯不会亮。

当周围亮度较暗时,光敏电阻 R_{Cds} 的阻值变大,亮度判别电路,即比较器输出变为 1,定时电路的复位端为 1,此时点灯定时 IC_3 受点灯电平判别电路控制,照明灯被点亮。

点灯定时电路由 IC_3 组成,定时时间 $t_w \approx 0.69R_x C_x$,调节 R_{p5} 可调整点灯时间,在 7 ~ 345s 之间。

④ 防止误动作的抑制电路。当周围的亮度由亮向暗缓慢变化时会出现下述情况:亮度变化到某一亮度时,亮度判别比较器的输出电平由 0 变 1,若此时电路检测到有人走动就会将照明灯点亮,由于照明灯点亮使环境亮度增加,亮度判别比较器的输出电平重新由 1 变成 0,照明灯熄灭,于是出现反复亮灭的现象,照明灯的光越强这种现象就越严重。

为了防止出现这种反复亮灭的现象,在亮度判别比较器处加有滞后电路 4.7 ~ 47k Ω (约为 600mV)。当电灯点亮时,由于灯光的照射,使 R_{Cds} 电阻值减小,引起比较器输入端电压(IC_4 的 5 脚)出现 200 ~ 300mV 的下降,只要将滞后量设置得比此电压下降值大,就可以有效地抑制点灯后立即熄灭的现象。该装置将滞后量设定为 600mV,不但可以满足正常工作的需要,还留有一定余量。防止误动作抑制电路,就是亮度判别电路,注意它有反馈电阻(47k Ω)存在。

⑤ 调光电路。调光电路的调光原理是控制固态继电器的导通角 α 。首先,整流桥和稳压管进行同步脉冲检出,经整形后用做控制电路的触发信号,该触发信号加到 IC_3 的 12 脚,其上升沿动作, Q 端输出 0, \bar{Q} 端输出 1。 IC_3 为单稳态集成触发器,其稳态时间 $t_w \approx 0.69R_x C_x$,调节 R_{p6} 可使 \bar{Q} 端 1 的持续时间在 2 ~ 10ms 之间变化。用微分电路对 \bar{Q} 端输出信号上升沿做微分处理,然后去控制与门。

⑥ 与门电路和固态继电器。与门电路由分立元器件,即晶体管 VT_1 和 VT_2 组成。当两只管子的基极都是高电平时, VT_1 和 VT_2 都导通,使固态继电器内的两个 LED 导通发光,发光使光控晶闸管导通,将电灯接入交流电源点亮。

(4) 电路各点的波形/放大电路输出波形

接收电路和发射电路中各点的波形如图 44.30 所示。理解这些波形有助于对电路的分析和设计。

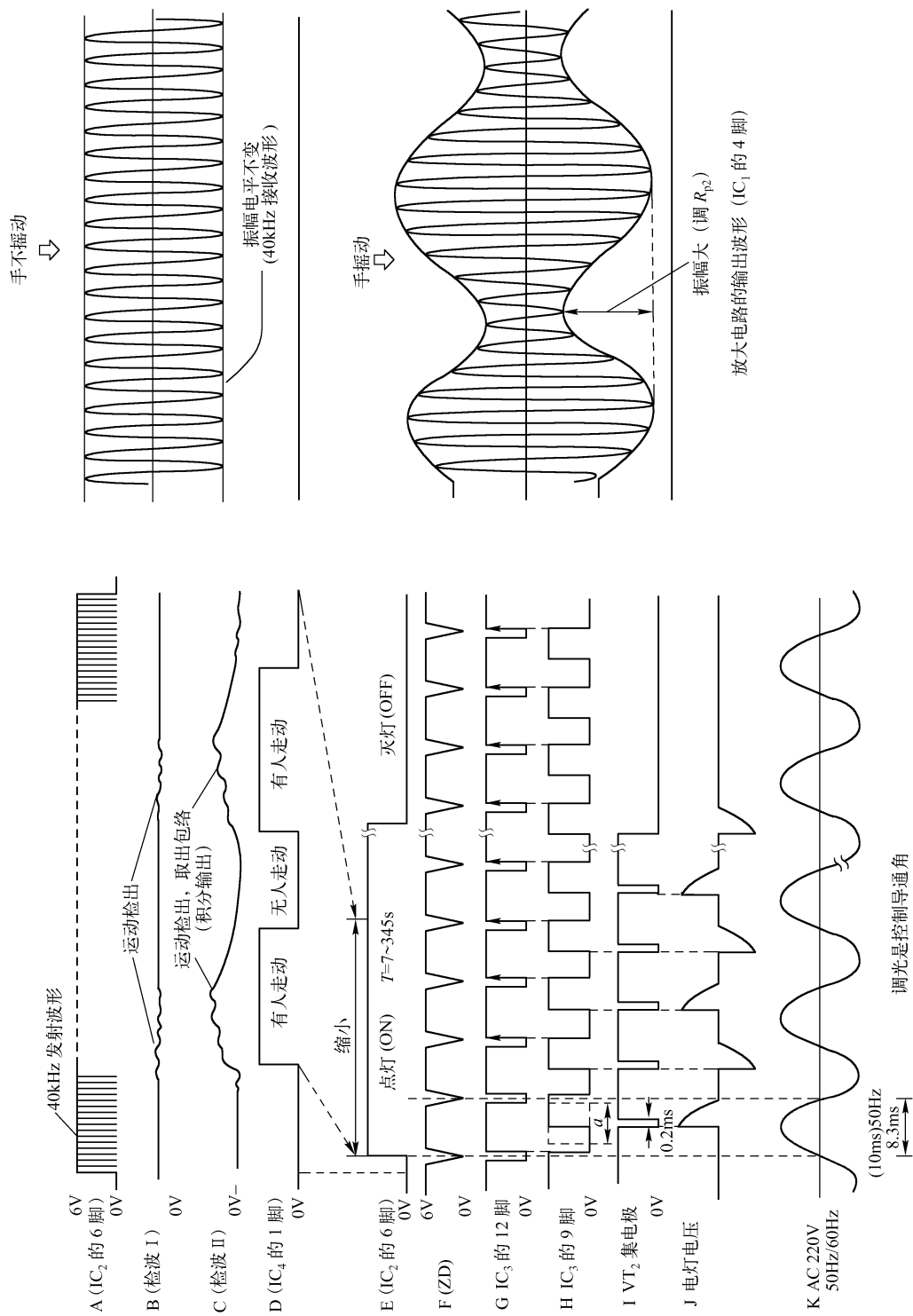


图 44.30 接收电路和发射电路中各点的波形

(5) 调试

发射电路与接收电路的调试步骤如下:

① 发射电路的调试。发射电路是将电能转换为机械能的装置,要求振荡电路的频率准确调整到 40kHz,用数字频率计或示波器测量显示出振荡频为 40kHz 即可。

② 放大器 IC_1 增益的调试。在距接收电路约 50cm 处摇动手臂,调节 R_{p2} 使 IC_1 的 4 脚的信号变化量为最大 (见图 44.30),但不要出现饱和。

③ 点灯电平调试。此项工作可在白天进行,将晶体管 VT_2 的集电极和发射极短路,将 R_{p4} 调至最小 (并非短路),使定时电路 IC_3 处于能被触发的状态。

调节 R_{p3} , 使在机前 1m 左右有人通过时电灯能点亮。在调整过程中最好将 R_{p5} 调至最小,使点亮时间最短,这样可以减少调整的等待时间。值得注意的是,如果检测距离过远,由于信噪比 S/N 的恶化,常会出现误动作。

④ 环境亮度的调试。此项调试是通过 R_{p4} 来实现的。首先用手遮住光敏电阻,将光阻断,调节 R_{p4} 使周围亮度比较器的输出 (IC_4 的 7 脚) 由 0 电平变为 1 电平。然后放开手让光再次照射光敏电阻,检查此时比较器的输出应恢复成 0 电平状态。最好根据实际的使用环境调试。

⑤ 点灯持续时间的调试。电灯点亮的持续时间由调节 R_{p5} 来确定。

从实用的角度看,点亮时间稍长一些为好。如果想让点亮的时间更长一些,可加大 IC_3 的 1 脚与 2 脚间的电容 C_x 或加大电位器的阻值。

⑥ 电灯亮度的调试。电灯的亮度可用 R_{p6} 来调节,使亮度符合要求,调整时应注意反射光对光敏电阻的影响,亮度不宜设定得过亮。

⑦ 超声波传感器、光敏传感器 (即光敏电阻) 与电灯的位置。超声波传感器之间的距离大约为 10~20cm,光敏电阻应放置在电灯不能直接照射到的地方,如图 44.31 所示。

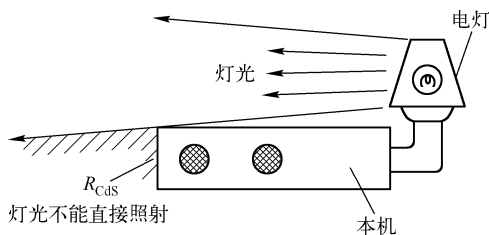


图 44.31 电灯与光敏电阻的位置

注意: 超声波传感器有发射器与接收器之分,它们的金属外壳都要接地端。在电路中,发射器的外壳不能与机壳短路,否则将引起集成电路的损坏。外壳应与机壳保持绝缘。

附录

在无线电技术，特别是高频技术、遥控遥测技术等领域，使用电感器即电感线圈是不可缺少的，几乎每个高频电路都要采用电感线圈。有的电感线圈在市场上能买到，有的则买不到，需要自制。自制前，需要确定线圈的各种参数，如线圈的形式、长度、直径、匝数等，特别需要计算线圈电感量的大小。

附录 A ~ G 介绍了各种电感线圈的计算制作方法，是无线电技术人员不可缺少的重要资料。

附录 H 介绍了各种导体及其组合的电容量的计算方法，也是很有用的资料。

附录 I 给出了常用精密稳压二极管的主要参数，也是设计中经常需要使用的。

附录 A 常用电感的计算方法

一、各种形式电感的计算

1. 圆截面直导线段的自感

如图 F1 所示，圆截面的一段导线长为 l ，半径为 r_0 ，当 $l \gg r_0$ 时，这段导线的电感量为

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r_0} - 0.75 \right) \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F1})$$

式中， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 为真空磁导率。

2. 同轴电缆的电感

如图 F2 所示，同轴电缆的长度为 l ，外导体的内径为 r_2 ，内导体的外径为 r_1 ，则这段同轴电缆的电感为

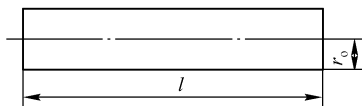


图 F1 圆截面直导线段

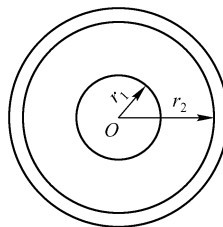


图 F2 同轴电缆线

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\frac{1}{4} + \ln \frac{r_2}{r_1} \right) \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F2})$$

3. 传输线的电感 (两线制)

如图 F3 所示, 输电线的长度为 l , 输电线间的距离为 D , 输电线的半径均为 r_0 , 在 $D \gg r_0, l \gg D$ 时, 则两传输线间的电感为

$$L = \frac{\mu_0 l}{\pi} \left(\ln \frac{D}{r_0} + \frac{1}{4} \right) \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F3})$$

4. 传输线的电感 (三线制)

如图 F4 所示, 输电线的半径为 r_0 , 输电线的长度为 l , 每两线间的距离为 D , 在 $D \gg r_0, D \ll l$ 的情况下, 相间的等效电感

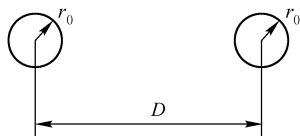


图 F3 传输线的电感 (两线制)

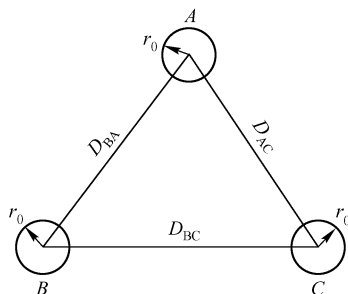


图 F4 传输线的电感 (三线制)

① 三线间距离相等时

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{D}{r_0} + \frac{1}{4} \right) \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F4})$$

② 三线间距离不相等时

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{D'}{r_0} + \frac{1}{4} \right) \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F5})$$

式中, $D' = \sqrt[3]{D_{AB} D_{BC} D_{CA}}$ 。

5. 圆环的电感

如图 F5 所示, 圆环的半径为 R 。圆环截面的半径为 r_0 , 在 $R \gg r_0$ 时, 圆环的电感为

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{R}{r_0} - 1.75 \right) \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F6})$$

6. 矩形线圈的电感

如图 F6 所示, 矩形线圈的长为 a , 宽为 b , 线圈导线的半径为 r_0 , 在 $r_0 \ll a, r_0 \ll b$ 时, 线圈的电感为

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[a \ln \frac{2ab}{r_0(a+d)} + b \ln \frac{2ab}{r_0(b+d)} - 2(a+b-d) + \frac{a+b}{4} \right] \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F7})$$

式中, $d = \sqrt{a^2 + b^2}$ 为对角线的长度。

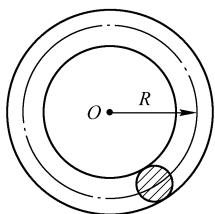


图 F5 圆环

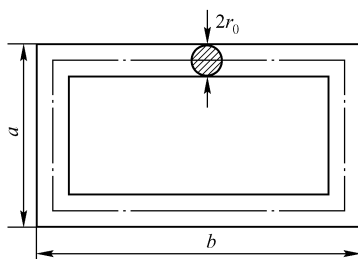


图 F6 矩形线圈

7. 螺线管的电感

如图 F7 所示，螺线管的长度为 l ，匝数为 N ，螺线管的截面积为 S ，螺线管内部磁心的磁导率为 μ ，则螺线管的电感量为

$$L = \frac{K\mu N^2 S}{l} \text{ (单位: H)} \quad (\text{F8})$$

式中，系数 K 值由表 F1 决定。

表 F1 系数 K 值表

$2R/l$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.6	0.8	1.0	1.5	2.0	3.0	4.0	5.0	10	20
K	0.96	0.92	0.88	0.85	0.79	0.74	0.69	0.60	0.52	0.43	0.37	0.32	0.20	0.12

8. 多层绕组线圈的电感

如图 F8 所示，线圈的平均半径为 R ，长度为 l ，厚度为 t ，线圈的总匝数为 N ，则线圈的电感为

$$L = \frac{4\pi RN^2}{l} [\pi RK - t(0.693 + C)] \times 10^{-7} \text{ (单位: H)} \quad (\text{F9})$$

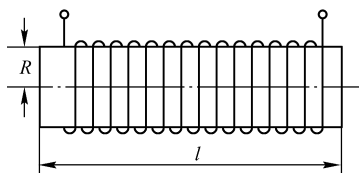


图 F7 螺线管

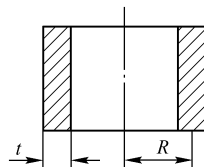


图 F8 多层绕组线圈

式中， K 由表 F1 中的 $2R/l$ 确定，系数 C 由表 F2 中的 l/t 确定。

表 F2 系数 C 值表

l/t	1	5	10	20	30
C	0	0.23	0.28	0.31	0.32

二、导线间互感的计算

两导线之间存在互感，下面介绍计算方法

1. 两平行直导线段的互感

如图 F9 所示, 两平行导线的长度均为 l , 半径为 r_0 , 导线间的距离为 D , 在 $D \gg r_0$, $l \gg D$ 的情况下, 两平行导线段的互感为

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\frac{2l}{D} - 1 \right) \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F10})$$

2. 两对输电线间的互感

如图 F10 所示, 输电线的长度均为 l , 各输电线之间的距离分别为 D_{12} 、 $D_{12'}$ 、 $D_{1'2}$ 、 $D_{1'2'}$, 则在 $r_0 \ll D \ll l$ 时, 两对输电线间的互感为

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{D_{12} D_{1'2'}}{D_{12'} D_{1'2}} \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F11})$$

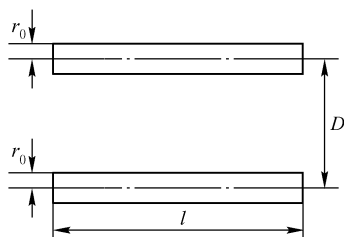


图 F9 两平行直导线段

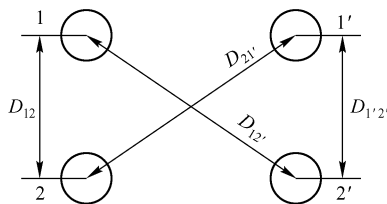


图 F10 两对输电线

附录 B 空心电感线圈的计算方法

空心线圈在无线电、遥控遥测领域有广泛的用途, 是该领域应用中的不可缺少的元件。所谓空心线圈, 是指导线 (漆包线或纱包线) 缠绕在线圈骨架上, 骨架内不含磁心的线圈或从骨架上脱胎的线圈。

电感线圈分为单层电感线圈和多层电感线圈。

一、单层电感线圈的结构

1. 线圈骨架

单层电感线圈多绕于圆柱形或正多边体的骨架上, 如图 F11 所示。

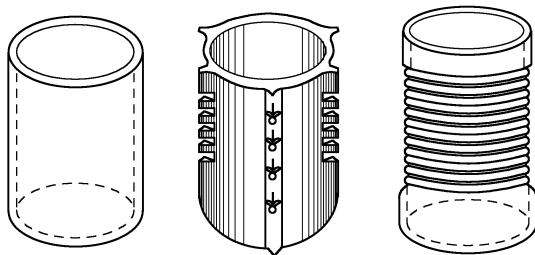


图 F11 单层电感线圈骨架

骨架由电缆纸、纸胶管、尼龙、聚苯乙烯、聚苯醚、聚四氟乙烯、高频瓷、环氧玻璃管等材料制成。为了固定线圈，可在骨架上刻螺旋线槽，线槽的深度一般为导线直径的 0.2 ~ 0.3 倍。

单层电感线圈也可以绕制成无骨架线圈，这种线圈的损耗较小，但温度系数较大。

2. 线圈的结构尺寸

单层电感线圈有密绕、间绕两种。间绕线圈品质因数较高，分布电容和温度系数较小。对相同的绕组长度，密绕线圈的匝数较多，可以获得比间绕大一些的电感量。

单层电感线圈的结构尺寸如图 F12 所示。

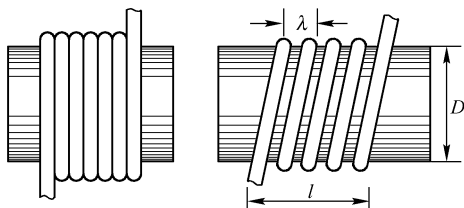


图 F12 单层电感线圈的结构尺寸

单层密绕线圈的长度 l 与线圈的匝数 N 、导线直径 d_0 的关系如下：

$$l = \alpha d_0 (N - 1) \quad (\text{F12})$$

式中， α 为线圈绕组的稀疏系数，由表 F3 确定。

表 F3 稀疏系数数值表

无绝缘层导线直径 d_0/mm	0.05 ~ 0.14	0.15 ~ 0.25	0.27 ~ 0.49	0.51 ~ 0.93	0.96 以上
α	1.3	1.25	1.2	1.15	1.1

单层间绕线圈的长度 l 可根据匝距 λ 与匝数来计算，即

$$l = \lambda (N - 1) \quad (\text{F13})$$

二、单层密绕电感线圈的计算

在无线电工程中，常常需要自行绕制一些单层电感线圈，绕制的方法主要依据于计算。这里推荐四种单层电感线圈的计算方法。

1. 经验公式 1

$$L = N^2 D F \times 10^{-3} \quad (\text{单位: } \mu\text{H}) \quad (\text{F14})$$

式中， N 为线圈的匝数； D 为线圈的直径 (cm)； F 为单层线圈形状系数，由表 F4 确定。

2. 经验公式 2

$$L = \frac{N^2 r^2}{228.6r + 254l} \quad (\text{单位: } \mu\text{H}) \quad (\text{F15})$$

式中， N 为线圈的匝数； r 为线圈的半径 (mm)； l 为线圈的长度 (mm)。

表 F4 单层线圈形状系数

D/l	F	D/l	F	D/l	F	D/l	F
0.00	0.0000	0.90	6.31	3.10	12.90	8.00	18.68
0.02	0.1957	0.95	6.55	3.20	13.09	8.50	19.05
0.04	0.388	1.00	6.80	3.30	13.28	9.00	19.41
0.06	0.578	1.05	7.02	3.40	13.45	10.0	19.75
0.08	0.763	1.10	7.24	3.50	13.63	11.0	20.07
0.10	0.946	1.15	7.46	3.60	13.79	12.0	20.66
0.12	1.126	1.20	7.67	3.70	13.96	13.0	21.20
0.14	1.303	1.25	7.87	3.80	14.12	14.0	21.71
0.16	1.477	1.30	8.07	3.90	14.28	15.0	22.18
0.18	1.648	1.35	8.26	4.00	14.44	16.0	22.61
0.20	1.817	1.40	8.45	4.10	14.58	17.0	23.01
0.22	1.982	1.45	8.63	4.20	14.72	18.0	23.74
0.24	2.144	1.50	8.81	4.30	14.87	19.0	24.08
0.26	2.304	1.55	8.93	4.40	15.00	20.00	24.40
0.28	2.462	1.60	9.15	4.50	15.14	22.0	24.99
0.30	2.617	1.65	9.32	4.60	15.28	24.0	25.54
0.32	2.769	1.70	9.48	4.70	15.41	26.0	26.04
0.34	2.919	1.75	9.64	4.80	15.54	28.0	26.50
0.36	3.067	1.80	9.79	4.90	15.66	30.0	26.9
0.38	3.212	1.85	9.94	5.00	15.78	35.0	27.9
0.40	3.353	1.90	10.09	5.20	16.02	40.0	28.7
0.42	3.497	1.95	10.23	5.40	16.25	45.0	29.5
0.44	3.635	2.00	10.37	5.60	16.48	50.0	30.2
0.46	3.771	2.10	10.65	5.80	16.69	60.0	31.3
0.48	3.905	2.20	10.91	6.00	16.90	70.0	32.3
0.50	4.04	2.30	11.17	6.20	17.10	80.0	33.1
0.55	4.36	2.40	11.41	6.40	17.30	90.0	33.5
0.60	4.67	2.50	11.64	6.60	17.49	100.0	34.5
0.65	4.97	2.60	11.87	6.80	17.67		
0.70	5.26	2.70	12.09	7.00	17.85		
0.75	5.53	2.80	12.30	7.20	18.02		
0.80	5.82	2.90	12.51	7.40	18.19		
0.85	6.06	3.00	12.71	7.60	18.36		

3. 经验公式 3

$$L = \frac{99N^2D^2}{4.5D + 10l} \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F16})$$

式中, N 为线圈的匝数; D 为线圈的直径 (cm); l 为线圈的长度 (cm)。

4. 经验公式 4

$$L = \frac{N^2D^2}{1000l + 440D} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F17})$$

式中, N 为线圈的匝数; D 为线圈的直径 (mm); l 为线圈的长度 (mm)。

以上四个公式适用于截面为圆形的骨架或无骨架的空心线圈。

下面举一个例子, 是笔者制作的一个电感线圈, 用以上四个经验公式分别计算并做了实际测量。

5. 【设计举例】

用 0.51mm 的漆包线制作一个直径 $D=8\text{mm}$ ，长度 $l=26.5\text{mm}$ ，匝数 $N=31$ 的线圈，求其电感量。

解：① 用公式 $L=N^2DF \times 10^{-3}$ 求得 $D/l=8/265=0.30$ ，查表 F4，得 $F=2.617$ 。

线圈的电感量为

$$L=N^2DF \times 10^{-3}=31^2 \times 0.8 \times 2.617 \times 10^{-3} \mu\text{H}=2.0 \mu\text{H}$$

② 用式 (F15) 求得

$$r=D/2=4\text{mm}$$

$$L=\frac{N^2r^2}{228.6r+254l}=\frac{31^2 \times 4^2}{228.6 \times 4 + 254 \times 26.5} \mu\text{H}=2.0 \mu\text{H}$$

③ 用式 (F16) 求得

$$L=\frac{99N^2D^2}{4.5D+10l} \times 10^{-3}=\frac{99 \times 31^2 \times 0.8^2}{4.5 \times 0.8 + 10 \times 2.65} \times 10^{-3} \mu\text{H}=2.0 \mu\text{H}$$

④ 用式 (F17) 求得

$$L=\frac{N^2D^2}{1000L+440D}=\frac{31^2 \times 8^2}{1000 \times 26.5 + 440 \times 8} \mu\text{F}=2.0 \mu\text{H}$$

以上的计算均按误差理论与数据处理的规定进行，用数字电感表实测值 $L=2.1 \mu\text{H}$ 。该制作的电感线圈的误差约为 $r=0.1/2 \times 100\%=5\%$ 。

因此，用以上四个公式计算制作的电感线圈均可满足工程的需要。

三、单层间绕电感线圈的计算

单层间绕线圈使用圆形截面骨架，当匝数 $N>4$ 时，其计算公式为

$$L=[N^2DF-2\pi ND(A+B)] \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F18})$$

式中， N^2DF 为按照单层密绕方法计算出的线圈电感量； A 、 B 为间绕线圈的修正系数，其中 A 与 d_0/λ 有关，如图 F13 (a) 所示， B 与匝数 N 有关，如图 F13 (b) 所示； d_0 为线圈导线的直径； λ 为匝距。

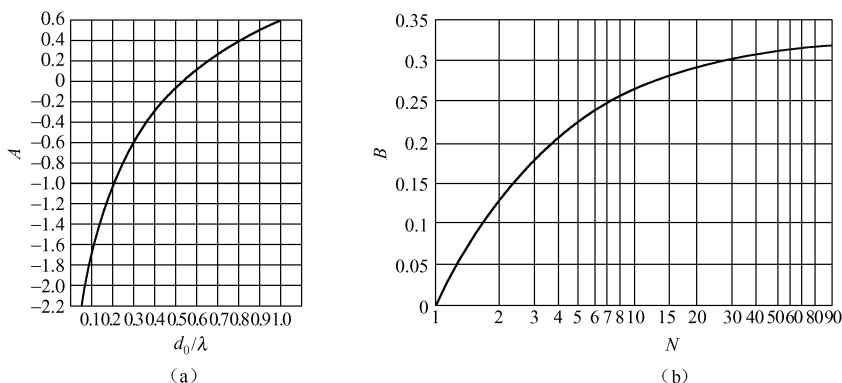


图 F13 间绕线圈电感修正系数 A 和 B

【设计举例】 用 $\phi 0.35\text{mm}$ 单丝纱包线在直径 $D=3\text{cm}$ 的圆形骨架上单层间绕 64 匝，匝

距 $\lambda = 1.15\text{mm}$ ，求此线圈的电感量。

解：用式 (F13) 求出线圈绕组的长度为

$$l = \lambda(N - 1) = 0.115 \times (64 - 1)\text{cm} = 7.245\text{cm}$$

由 $\frac{D}{l} = \frac{3}{7.245} = 0.41$ ，查表 F4 得 $F = 3.42$ 。

由 $\frac{d_0}{\lambda} = \frac{0.35}{1.15} = 0.3$ 在图 F13 (a) 上求得 $A = -0.65$ ；由 $N = 64$ ，在图 F13 (b) 上求得 $B = 0.33$ 。

线圈的电感量为

$$\begin{aligned} L &= [N^2 DF - 2\pi ND(A + B)] \times 10^{-3} \\ &= [64^2 \times 3 \times 3.42 - 2 \times 3.14 \times 64 \times 3 \times (-0.65 + 0.33)] \times 10^{-3} \mu\text{H} \\ &= 24.2 \mu\text{H} \end{aligned}$$

四、正六边形截面骨架的单层线圈的电感量

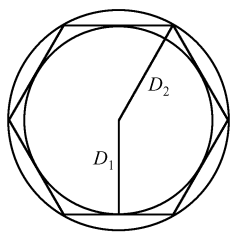


图 F14 正六边形等效直径示意图

正六边形截面骨架单层线圈电感量的计算方法和圆形截面骨架相同，只要将公式中的直径改为正六边形截面的等效直径 D_{ox} 即可。

等效直径 D_{ox} 为

$$D_{\text{ox}} = \frac{D_1 + D_2}{2} \quad (\text{F19})$$

式中， D_1 为正六边形骨架截面的内接圆直径； D_2 为正六边形骨架截面的外接圆直径，如图 F14 所示。

五、电感线圈匝数的计算

在工程实践中，线圈的电感量一般是给定值，主要是计算线圈的匝数。线圈的匝数 N 不仅与线圈电感量 L 有关，还和线圈的结构 (D 和 l) 有关。

下面介绍两种计算线圈匝数的方法。

1. 分析法

计算匝数时，只能预先假定线圈的结构尺寸，再反复计算，逐步逼近所要求电感量的线圈匝数。

为便于计算线圈的匝数，单层密绕线圈电感的计算公式为，

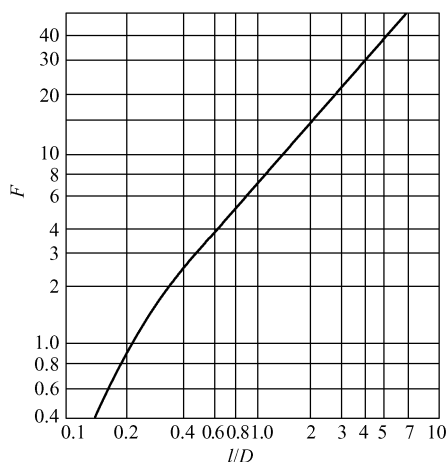
$$L = N_0^2 D^3 F' \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F20})$$

式中， N_0 为线圈绕组在 1cm 内的可绕匝数； F' 为由 l/D 确定的系数，可由图 F15 求出。

计算步骤如下：

- ① 先根据线径，求得 N_0 ，代入式 (F20) 求得 F' 。
- ② 由图 F15 查得相应的 l/D 值，并算出 l 值。
- ③ 计算匝数 $N = N_0 l$ 。
- ④ 用计算电感的公式进行核算，若与要求电感量相差较大，则需重新假设结构数据。

【设计举例】 现需要一个电感量为 $13.2 \mu\text{H}$ 的单层密绕线圈，用 $\phi 0.2\text{mm}$ 漆包线在直径

图 F15 系数 F' 与 l/D 的关系曲线

为 0.8cm 的骨架上绕制, 求需要绕制的匝数。

解: ① 导线的直径近似为 0.2mm, 由表 F3 查得稀疏系数 $\alpha = 1.25$ 。由漆包线的直径可求出线圈长 1cm 的匝数为

$$N_0 = \frac{10}{\alpha d_0} = \frac{10}{1.25 \times 0.2} = 40$$

由式 (F20) 得

$$F' = \frac{L}{N_0^2 D^3} \times 10^3 = \frac{13.2}{40^2 \times 0.8^2} \times 10^3 = 16.1$$

② 查图 F15, 得 $l/D = 2$, 所以线圈的长度 $l = D \left(\frac{l}{D} \right) = 0.8 \times 2 \text{cm} = 1.6 \text{cm}$ 。

③ 线圈的匝数 $N = N_0 l = 40 \times 1.6 = 64$ 。

2. 图解法

由图 F16 可以看出, 求解匝数 N 受到线圈的直径 D 、 l/D 和电感量 L 的制约, D 的范围为 0.8 ~ 10cm, l/D 的范围为 0.05 ~ 4.0, L 的范围为 20 ~ 3000 μH 。

图 F16 是由下式:

$$L = \frac{0.01 D N^2}{\frac{l}{D} + 0.44} \quad (\text{F21})$$

绘制而成。

【设计举例】 需要一个电感量 $L = 50 \mu\text{H}$ 的电感线圈, 其骨架的直径 $D = 2 \text{cm}$, 线圈的长度为 1.6cm, 求匝数 N 。

解: $\frac{l}{D} = \frac{1.6}{2} = 0.8$ 。

① 将 D 尺上的 2cm 和 l/D 尺上的 0.8 两点连成一条直线, 相交于辅助尺上的 11.6。

② 再将辅助尺上的 11.6 和 L 尺上的 50 两点相连, 该直线交 N 尺上的 56, 即 $N = 56$

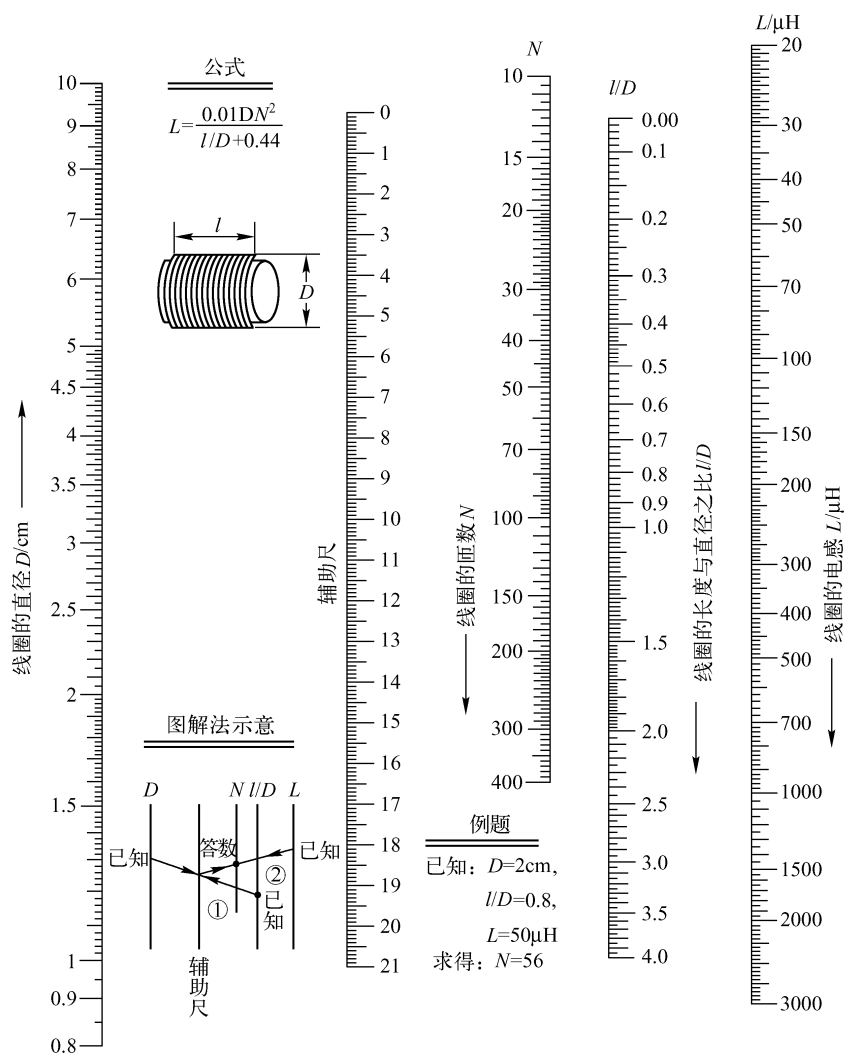


图 F16 单层电感线圈计算图表

六、疏、密绕真空、磁心线圈的电感量

所谓疏绕电感线圈就是线圈匝与匝之间有一定的间距,如图 F17 所示;密绕线圈就是匝间距为 0 的线圈。

密、疏绕真空、磁心线圈的电感量为

$$L = \lambda \frac{\mu \pi r^2}{l} N^2 \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F22})$$

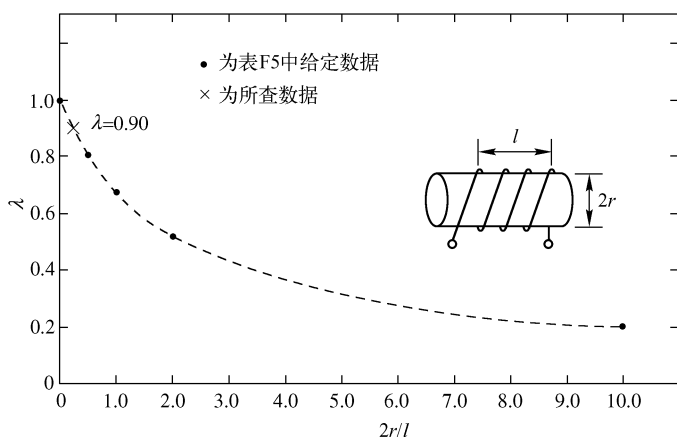
式中, λ 为电感系数,按表 F5 所列数值选取; μ 为线圈内部物质的磁导率 (H/m),对于真空 (空气), $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$,对于软磁铁氧体磁心,如 MXO-2000、NXO-20、NQ-10、NGO-5、GT-16,它们的磁导率分别为 $\mu_{\text{MXO-2000}} = 2000 \text{H/m}$ 、 $\mu_{\text{NXO-20}} = 20 \text{H/m}$ 、 $\mu_{\text{NQ-10}} = 10 \text{H/m}$ 、 $\mu_{\text{NGO-5}} = 5 \text{H/m}$ 、 $\mu_{\text{GT-16}} = 16 \text{H/m}$;表 F5 中 l 为线圈长度 (m); r 为线圈半径 (m); N 为线圈匝数。

表 F5 电感系数 λ 与 $2r/l$ 的关系

$2r/l$	0	0.5	1.0	2.0	5.0	10.0
λ	1.000	0.818	0.688	0.526	0.320	0.203

式 (F2) 不仅适用真空线圈, 也适用于磁心线圈; 既适用于密绕, 也适用于疏绕, 是一个应用范围很广的实用公式。

表 F5 只给出了 $2r/l$ 值的 6 个数据。为便于计算笔者给出了 λ 与 $2r/l$ 的关系曲线, 如图 F17 所示。

图 F17 λ 与 $2r/l$ 的关系曲线

【设计举例 1】用线径 0.51mm 的漆包线绕制一个直径 $D=8\text{mm}$, 长度 $l=26.5\text{mm}$ 的密绕线圈, 匝数 $N=31$ 匝 (参数与本书 P968 【设计举例】相同), 求其电感量。

解: $2r/l=8/26.5=0.30$, 查表 F5 中无此数值, 故应由图 F17 查出 $\lambda=0.90$, 得线圈的电感量为

$$L = \lambda \frac{\mu \pi r^2}{l} N^2 = 0.90 \times \frac{4\pi \times 10^{-7} \times \pi \times (4 \times 10^{-3})^2 \times 31^2}{26.5 \times 10^{-3}} \text{H}$$

$$= 2.06 \times 10^{-6} \text{H} \approx 2.1 \mu\text{H}$$

该 L 值与本书 P968 【设计举例】的结果 ($2.0 \mu\text{H}$) 非常接近。

【设计举例 2】在设计举例 1 的线圈中插入软磁铁氧体 NGO-5 磁心, 试计算磁心线圈的电感量。

解:

$$L = 0.90 \times \frac{5 \times \pi (4 \times 10^{-3})^2 \times 31^2}{26.5 \times 10^{-3}} \text{H} = 8.2 \text{H}$$

显然, 这样高的电感值主要应用于强电领域。

附录 C 多层电感线圈

一、多层电感线圈的结构

多层电感线圈一般缠绕在圆形截面骨架上, 其结构如图 F18 所示。

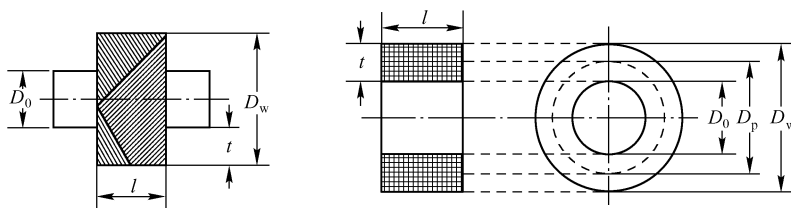


图 F18 多层线圈的结构

线圈的厚度 t 与线圈内径 D_0 、外径 D_w 的关系为

$$t = \frac{D_w - D_0}{2} \quad (\text{F23})$$

多层线圈一般分为普通多层线圈、蜂房式线圈和串联分段式多层线圈。

1. 普通多层线圈

普通多层线圈一般采用分层平绕方法绕制, 这种线圈分布电容较大, 品质因数较低。普通多层密绕线圈的厚度由下式计算:

$$t = \frac{\alpha d_0^2 N}{l} \quad (\text{F24})$$

式中, α 为稀疏系数; d_0 为导线的线径; l 为线圈长度; N 为匝数。

为了减小普通多层密绕线圈的分布电容, 提高线圈的品质因数, 可采用乱绕法。乱绕法绕制的线圈厚度较大, 其稀疏系数应适当增大 5% ~ 10%, 计算方法和分层平绕法相同。

2. 蜂房式线圈

蜂房式线圈的绕制示意图如图 F19 所示。其线匝由线圈的一端按一定角度绕到另一端后再折回, 使线匝交叉绕到骨架上。由于线匝交叉叠放, 线圈的分布电容将减小, 且线圈的折点数越多, 分布电容越小。线圈每周折点数 p 由下式确定:

$$p \leq 1.3 \frac{D}{l} \quad (\text{F25})$$

蜂房式线圈绕组的厚度 t 的计算由下列各式决定:

$$\left. \begin{aligned} \text{敷线角} \quad \phi &= \arctan \frac{pl}{\pi D} \\ \text{角节距} \quad \beta &= \frac{2d}{D \sin \phi} \\ \text{循环数} \quad N_x &= N \left(1 - \frac{\beta}{2\pi} \right) \\ \text{每层循环数} \quad n_x &= \frac{2\pi}{\beta} \\ \text{层数} \quad S &= \frac{2\pi}{\beta} \\ \text{厚度} \quad t &= Sd \end{aligned} \right\} \quad (\text{F26})$$

式中, d 为导线外径。

3. 串联分段式多层线圈

串联分段式多层线圈的结构如图 F20 所示, 一般每段线圈的结构相同。线圈电感量的计

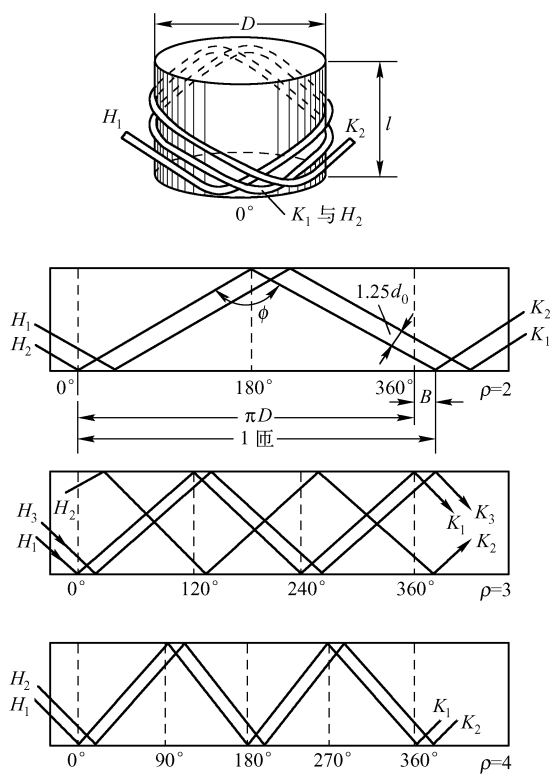


图 F19 蜂房式线圈的绕制示意图

算公式为

$$L = L_0 [n + 2K(n - 1)] \quad (\text{单位: } \mu\text{H}) \quad (\text{F27})$$

式中, L_0 为一段线圈的电感量 (μH); n 为线圈的段数; K 为相邻两线圈的耦合系数, 由 b/D_{pj} 决定, 由图 F21 查出。

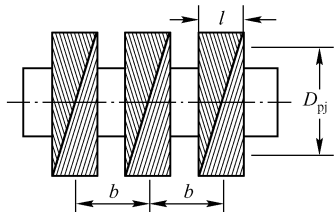
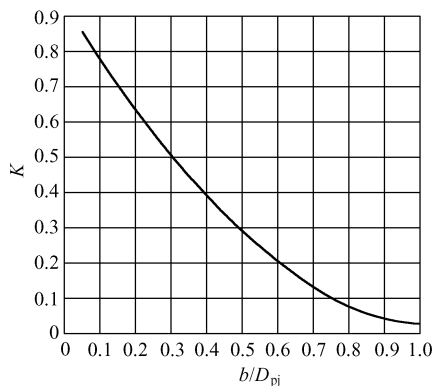


图 F20

图 F21 分段线圈耦合系数的 K 值

【设计举例】 设计一个电感量 $L = 28\text{mH}$, 分四段绕制的蜂房式线圈, 每段线圈绕组长度 $l = 4\text{mm}$, 两段间的中心距离 $b = 5\text{mm}$, 绕组平均直径 $D_{\text{pj}} = 25\text{mm}$, 求此线圈每段绕组的电感量。

解: $\frac{b}{D_{pj}} = \frac{5}{25} = 0.2$, 由图 F21 查得耦合系数 $K = 0.63$, 则每段线圈的电感量为

$$L_0 = \frac{L}{n + 2K(n-1)} = \frac{28}{4 + 2 \times 0.63 \times (4-1)} \text{mH} = 2.6 \text{mH}$$

求出每节的电感后, 即可用前面介绍的求多层线圈匝数的方法求得每节匝数。

二、多层电感线圈的计算

1. 多层线圈的电感量

多层线圈电感量的计算与单层电感线圈相似, 主要取决线圈的匝数和结构尺寸, 可利用式 (F9) 来进行。实践中常采用多层线圈的电感简化公式, 即

$$L = N^2 D_w F \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F28})$$

计算。

式中, N 为多层线圈的匝数; D_w 为多层线圈的外径 (cm); F 为形状系数, 由 l/D_w 和 t/D_w 来确定, 可由图 F22 查出。

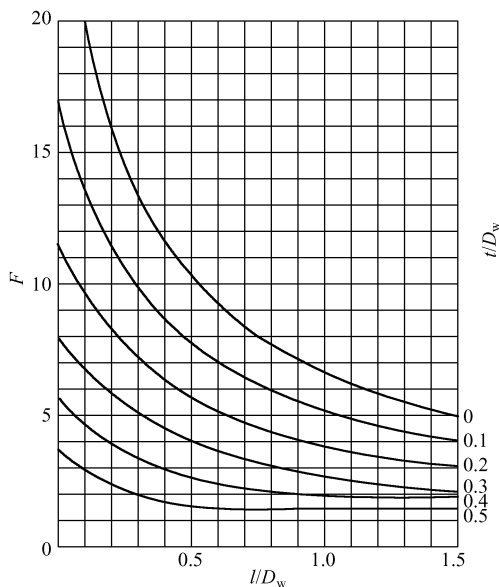


图 F22 多层线圈形状系数曲线

对于绕组长度较小的多层线圈, 可使用下列经验公式:

$$L = \frac{7.85 N^2 D_{pj}^2}{3 D_{pj} + 9l + 10t} \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F29})$$

式中, D_{pj} 为多层线圈的平均直径。

该式的准确度达 1%。

【设计举例】 用 $\phi 0.1 \text{mm}$ 单丝纱包线 (导线外径 $d_m = 0.19 \text{mm}$) 在直径 $D = 4.6 \text{mm}$ 的骨架上绕制两折点的蜂房式线圈, 线圈的长度 $l = 30 \text{mm}$, 共绕 280 匝, 求这个蜂房式线圈的电感量。

解：① 先求出线圈绕组的厚度

$$\phi = \arctan \frac{pl}{\pi D} = \arctan \frac{2 \times 30}{3.14 \times 4.6} = 76.5^\circ$$

$$\beta = \frac{2d}{D \sin \phi} = \frac{2 \times 0.19}{4.6 \times \sin 76.5^\circ} = 0.085 \text{ rad}$$

$$N_x = N \left(1 - \frac{\beta}{2\pi} \right) = 280 \times \left(1 - \frac{0.085}{2 \times 3.14} \right) = 276$$

$$n_x = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2 \times 3.14}{0.085} = 74$$

$$S = \frac{N_x}{n_x} = \frac{276}{74} = 3.7$$

取整数 4 层，则线圈的厚度为

$$t = S d_m = 4 \times 0.19 \text{ mm} = 0.76 \text{ mm}$$

② 计算电感量。线圈绕组的外径为

$$D_w = D + 2t = 4.6 \text{ mm} + 2 \times 0.76 \text{ mm} = 6.12 \text{ mm}$$

$$t/D_w = \frac{0.76}{6.12} = 0.12; \quad l/D_w = \frac{30}{6.12} \approx 5.0$$

查图 F22 中曲线，得 $F \approx 7.5$ ，所以有

$$L = N^2 D_w F \times 10^{-3} = 280^2 \times 0.612 \times 7.5 \times 10^{-3} \mu\text{H} = 360 \mu\text{H}$$

2. 多层线圈匝数的计算

在多层线圈的电感量 L 和 l/D_w 、 t/D_w 为已知的情况下，可查出多层线圈的形状系数 F ，因此可由式 (F30) 求出匝数 N ，即

$$N = \sqrt{\frac{L \times 10^3}{D_w F}} \quad (\text{F30})$$

式中， D_w 的单位必须用 cm。

计算的结果若不能满足设计要求，可按下式进行一次或多次修正，逐步逼近到较准确的匝数值：

$$N' = N \sqrt{\frac{L}{L'}} \quad (\text{F31})$$

式中， N 为第一次计算所得的匝数； L 为所需要的电感量； L' 为第一次计算所得的电感量。

多层电感线圈的匝数也可以通过图解法求出，如图 F23 所示。

【设计举例】 多层电感线圈的绕组外径 $D = 25 \text{ mm}$ ，线圈绕组的厚度 $b = 12.5 \text{ mm}$ ，绕组的径向厚度 $C = 12.5 \text{ mm}$ （如图 F23 所示），线圈的电感量 $L = 4000 \mu\text{H}$ 。求线圈的匝数 N 。

解：① 由 $D = 25 \text{ mm}$ ，在平均直径 D_p 上找出 $D_p = 25 \text{ mm}$ 点 A ；在线圈宽度 b 上找出 $b = 12.5 \text{ mm}$ 点 B ，连接 A 、 B 两点与辅助尺相交于点 C 。

② 在线圈厚度 C 尺上找出 $C = 12.5 \text{ mm}$ 点 D ，连续 C 、 D 两点并延长，与平均直径 D_p 尺相交于点 E ，向上作垂线，交曲线于 F 。

③ 过 F 点作平行于横轴 D_p 的平行线，交于 G 点，在 D 尺上找出 $D = 25 \text{ mm}$ 的点 H ，连接 G 、 H 点，与竖直辅助尺于交点 S 。

④ 在 L 尺上找出 $L = 4000 \mu\text{H}$ 点 I ，连接 I 、 S 两点并延长，与 N 尺交于点 J ， J 点的读数

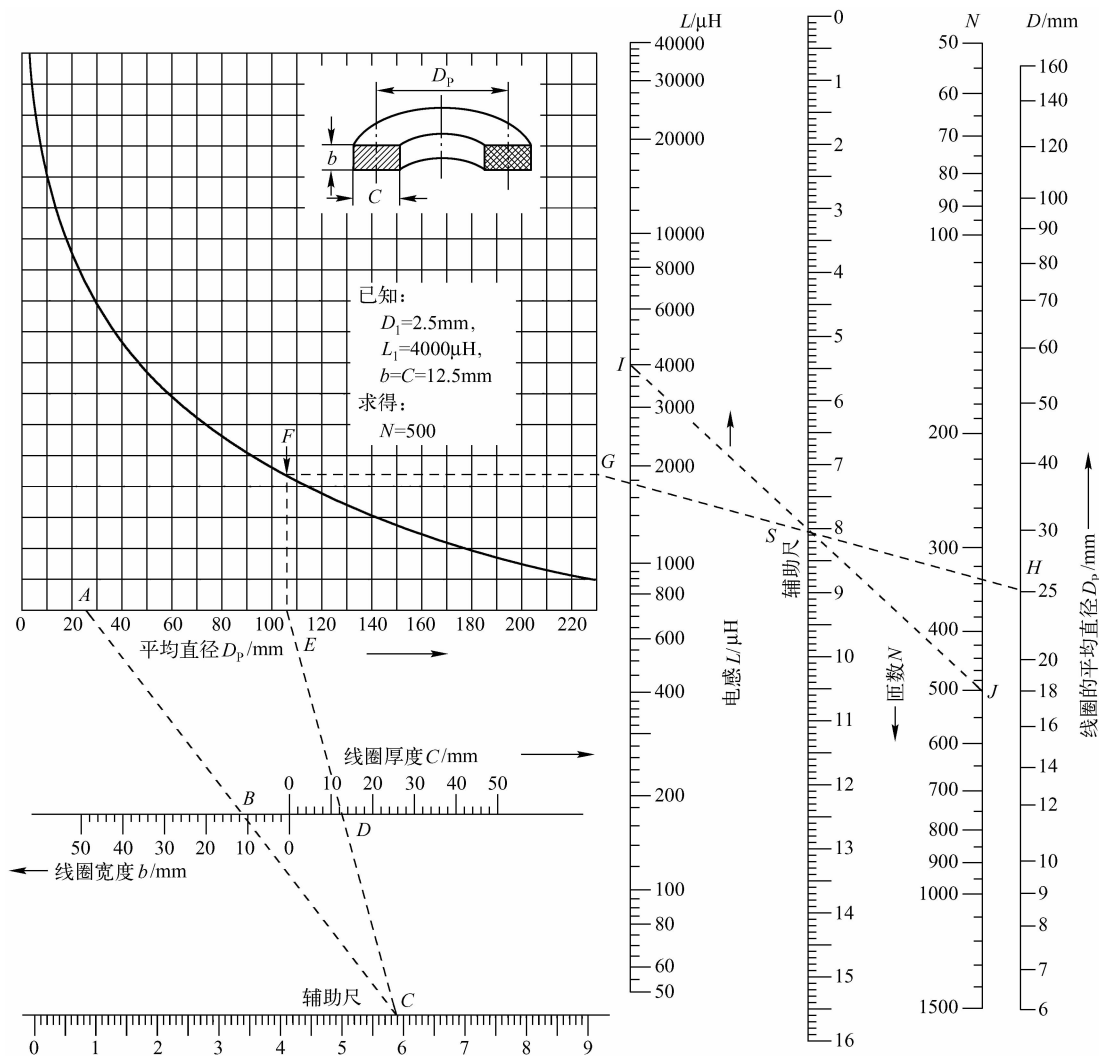
即为 $N = 500$ 。

3. 既适合多层线圈又适合单层线圈的计算方法

这里介绍两种多层绕组线圈的计算方法，它们适用于平绕或乱绕多层绕组，还适用于单层密绕线圈的计算，精度较高。

(1) 公式 1

$$L = K \frac{\mu_0 \pi N^2 D_{pj}^2}{4l} \quad (\text{F32})$$



在很多应用场合，对密绕螺旋管线圈，式 (F32) 的计算结果有足够的精度。它适于绕组径向厚度 t 小于线圈直径 D ，更适于 $t \ll D$ 或单层密绕线圈的情况。式 (F32) 和式 (F22) 相似。

在式 (F32) 中， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ (真空的磁导率)； D_{pj} 为线圈绕组的平均直径

(m); l 为绕组的长度 (m); K 为 Nagaoka 系数, 由图 F24 确定。图 F24 中, 有上、下两个横坐标, 横坐标刻度由比值 D_{pj}/l 块定, 下面的横坐标标注 0.1, 0.2, ..., 0.9, 它对应于曲线 I; 上面的横坐标标注 1.0, 2.0, ..., 9.2 对应于典于 II。下面举一个例子说明式 (F32) 的应用。

【设计举例】 某线圈的外径 $D = 8\text{mm}$, 长度 $l = 26.5\text{mm}$, 匝数 $N = 31$, 求线圈的电感量。

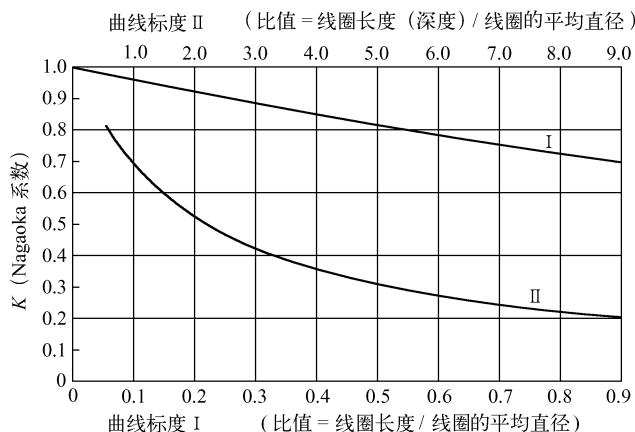


图 F24 Nagaoka 系数 K 的曲线

解: $l/D_{pj} = \frac{26.5}{8} = 3.3$, 查图 F24, 对应于曲线 I, 得 $K \approx 0.87$, 所以有

$$L = K \frac{\mu_0 \pi N^2 D^2}{4l} = 0.87 \times \frac{4\pi^2 \times 10^{-7} \times 31^2 \times (8 \times 10^{-3})^2}{4 \times 26.5 \times 10^{-3}} \text{H} = 1.991 \times 10^{-6} \text{H} = 2.0 \mu\text{H}$$

本例就是附录 B 中单层密绕线圈的设计举例。

(2) 公式 2

$$L = (K - K_1) \frac{\mu_0 \pi N^2 D_{pj}^2}{4l} \quad (\text{单位: H}) \quad (\text{F33})$$

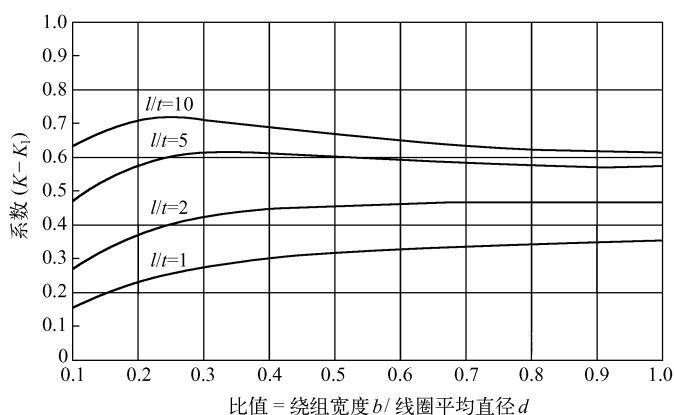
式中, D_{pj} 、 l 的单位均为 m。

式 (F33) 是式 (F32) 的修正, 系数 $(K - K_1)$ 作为一个统一的系数, 由图 F25 来确定。式 (F33) 的应用范围更为广泛。对于图中未给定的 l/t 值的曲线, 可进行估算。

【设计举例】 一个圆环线圈, 线圈的轴向长度 $l = 10\text{cm}$, 线圈的平均直径 $D_{pj} = 5\text{cm}$, 线圈的径向宽度 $t = 1\text{cm}$, 线圈的匝数 $N = 500$, 求线圈的电感量。

解: $l/t = \frac{10}{1} = 10$; $t/D_{pj} = \frac{1}{5} = 0.2$, 由图 F25 查得 $K = 0.70$, 则

$$\begin{aligned} L &= (K - K_1) \frac{\mu_0 \pi N^2 D_{pj}}{4l} \\ &= 0.70 \times \frac{4\pi^2 \times 10^{-7} \times 500^2 \times (5 \times 10^{-2})^2}{4 \times 10 \times 10^{-2}} \text{H} \\ &= 4314 \times 10^{-6} \text{H} \\ &= 4314 \mu\text{H} \end{aligned}$$

图 F25 系数 $(K - K_1)$ 的曲线

附录 D 电感线圈导线的选择/品质因数/固有电容

当电感线圈在高频下工作时, 由于集肤效应的影响, 导线的高频电阻比直流电阻大得多, 使线圈的品质因数下降。因此, 工作于高频波段的线圈有一个最佳导线直径的选择问题。对于导线的选择, 大体可分为以下几种情况:

① 工作于 300kHz ~ 1.5MHz (属于中频段) 的线圈, 对 Q 值要求较高, 可采用多股丝包绞合线。

② 工作于 2MHz 以上的单层线圈, 可使用 $\phi 0.2 \sim \phi 0.6\text{mm}$ 的漆包线或镀银纱包线。

③ 工作于甚高频 (30 ~ 300MHz) 的电感线圈, 应采用 $\phi 0.12 \sim \phi 1.2\text{mm}$ 的镀银铜线。

一、单层线圈最佳导线直径

计算单层线圈最佳导线直径需要用曲线进行, 如图 F26 所示。

在图 F26 中, 辅助系数 ρ_1 和线圈的比值 l/D 有关, 即与线圈的结构尺寸有关。知道 l/D 后, 可由图 F25 (a) 查出 ρ_1 , 再由 ρ_1 求出第二个辅助系数 ρ_2 , 即

$$\rho_2^2 = \frac{L\rho_1^2}{D^3} \quad (\text{F34})$$

式中, L 为要求的电感量 (μH); D 为线圈的直径 (cm)。

根据电感线圈工作频段的中心频率 f , 由比值 f/ρ_2^2 (f 的单位为 Hz) 用图 F26 (b) 查出 $\rho_2 d$ 值, 则导线的最佳直径为

$$d_{zj} = \frac{\rho_2 d}{\rho_2} \quad (\text{单位: mm}) \quad (\text{F35})$$

如果 f/ρ_2^2 的值超出图中给出的数值范围, 可使用下列公式:

$$\left. \begin{aligned} \text{当 } f/\rho_2^2 > 10^8 \text{ 时, } d_{zj} &= \frac{0.165}{\rho_2} \\ \text{当 } f/\rho_2^2 < 10^4 \text{ 时, } d_{zj} &= \frac{1.97}{\sqrt{f\rho_2}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{F36})$$

【设计举例】 单层线圈的电感量 $L = 120\mu\text{H}$ ，线圈的长度 $l = 3\text{cm}$ ，直径 $D = 3\text{cm}$ ，工作频率为 1MHz ，求线圈的最佳导线直径。

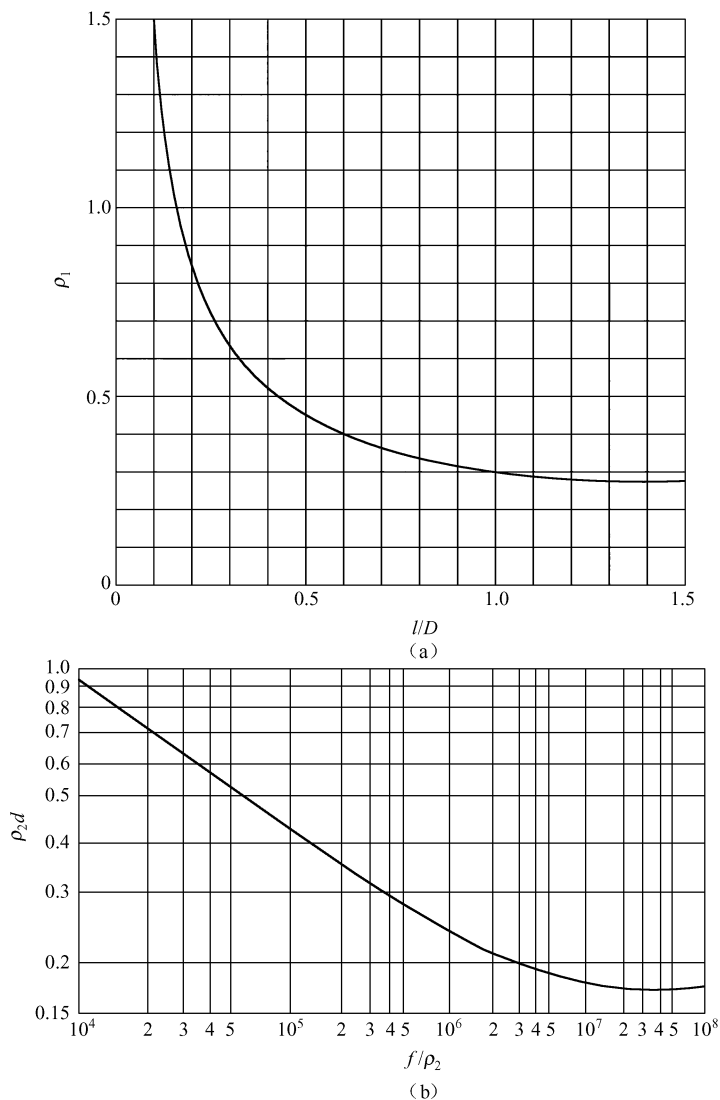


图 F26 单层线圈最佳导线直径计算曲线

解：由 $l/D = \frac{3}{3} = 1$ ，查图 F26 (a) 得 $\rho_1 = 0.3$ ，有

$$\rho_2^2 = \frac{L\rho_1^2}{D^3} = \frac{120 \times 0.3^2}{3^3} = 0.4, \rho_2 = \sqrt{0.4} = 0.63, f/\rho_2^2 = \frac{10^6}{0.4} \text{Hz} = 2.5 \times 10^6 \text{Hz}$$

查图 F26 (b) 曲线得 $\rho_2 d = 0.2$ ，因此，线圈导线最佳直径为

$$d_{zj} = \frac{\rho_2 d}{\rho_2} = \frac{0.2}{0.63} \text{mm} = 0.32 \text{mm}$$

取标称值为 $\phi 0.33\text{mm}$ 的漆包线。

验证：线圈的实际匝数为 $N = \frac{l}{\alpha d_{zj}} = \frac{30}{1.2 \times 0.33} = 76$ ，代入式 (F16)，可得线圈的电感量为

$$L = \frac{99N^2 D^2}{4.5D + 10l} \times 10^{-3} \mu\text{H} = \frac{99 \times 76^2 \times 3^2}{4.5 \times 3 + 10 \times 3} \times 10^{-3} \mu\text{H} = 118.3 \mu\text{H}$$

计算结果与所要求的电感值接近，故可按设定条件绕制线圈。

二、多层线圈最佳导线直径

多层线圈最佳导线直径的计算选择方法和单层线圈相同，只是系数 ρ_1 需查图 F27， $\rho_2 d$ 仍由图 F26 (b) 曲线求出。

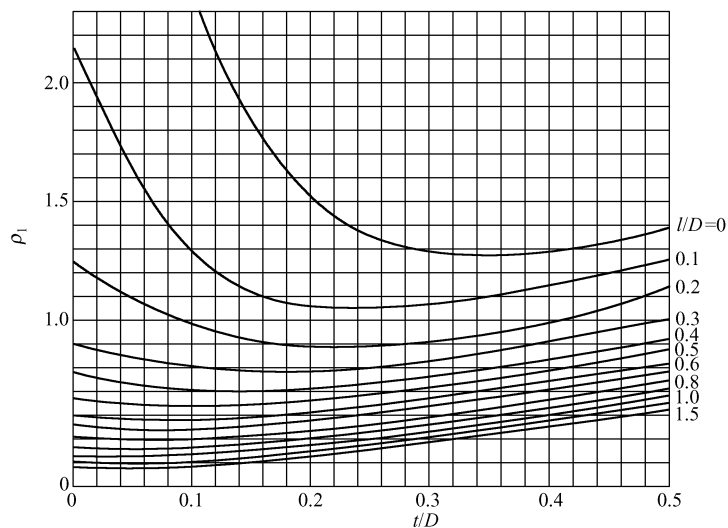


图 F27 多层线圈最佳导线直径计算曲线

三、高频间绕线圈最佳导线直径

工作在短波或超短波的电感，一般采用单层间绕线圈，其最佳导线直径的选择可由下式计算：

$$d_{zj} = \frac{\lambda}{K} \quad (\text{单位: mm}) \quad (\text{F37})$$

式中， λ 为匝距（见图 F13）； K 为系数，由图 F28 所示曲线确定。

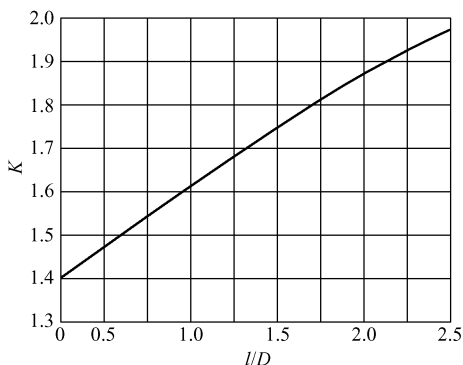


图 F28 计算单层间绕线圈最佳导线直径的曲线

四、电感线圈的品质因数

电感线圈的品质因数定义为

$$Q_L = \frac{\omega L}{R} \quad (\text{F38})$$

欲提高电感线圈的品质因数，应合理地选择线圈的结构尺寸，并使导线和直径接近最

佳值。

对于单层线圈，要尽可能增大线圈的直径，并使 l/D 接近于 0.5。

对于多圈电感线圈，应使其结构尽量满足

$$3t + 2l = D \quad (\text{F39})$$

若多层线圈的电感量较大，最好采用串联分段式结构。各分段结构应相同，线圈间隔应小于或等于每个分段线圈的长度。

用于短波或超短波的单层间绕线圈，其品质因数可由下式进行估算：

$$Q_L = 8.5 Fl \sqrt{f} \times 10^{-3} \quad (\text{F40})$$

式中， F 为单层线圈的形状系数，可查表 F4 得到； l 为线圈绕组的长度（cm）； f 为工作频率（Hz）。

五、电感线圈的固有电容

线圈绕组匝与匝之间存在着分布电容，这是客观存在的，整个电感线圈呈现出电容的情况如图 F29 所示。

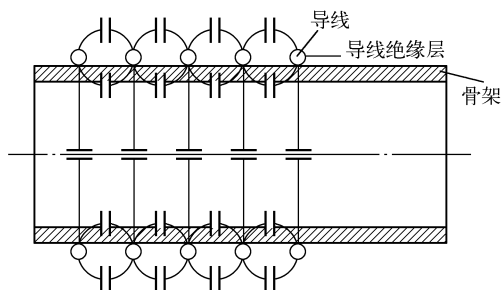


图 F29 线圈分布电容示意图

单层无槽骨架线圈的分布电容可按下面的经验公式计算：

$$C_o = KD (\text{单位: pF}) \quad (\text{F41})$$

式中， D 为线圈的直径（cm）； K 为与 D/l 有关的系数，可由表 F6 查出。

表 F6 计算分布电容的系数 K

D/l	0.05	0.1	0.2	0.67	1	2
K	2.36	1.32	0.81	0.47	0.46	0.48

不同骨架的电感线圈，它们的分布电容也不尽相同。对于单层电感线圈，带槽骨架线圈分布电容比无槽骨架线圈增加 20% ~ 30%；凸筋形骨架线圈的分布电容则比无槽骨架线圈小 10% ~ 15%；无骨架线圈比有骨架线圈小 20% 左右。若线圈经浸渍处理，分布电容将增加 20% ~ 30%。

多层电感线圈的分布电容不易计算准确，一般情况下，线圈的直径和长度越大，分布电容越大；对于蜂房式线圈，折点数越多，分布电容越小。

对于高频，选用电感线圈时，一定要考虑电感线圈存在固有电容的问题，频率越高，线圈的分布电容的影响就越不能忽略。

附录 E 平面螺旋线圈的计算方法

在无线电工程中,有时需要平面螺旋线圈,本节简介相关的计算公式和方法。

平面螺旋线圈的形状如图 F30 所示。图中的 D_1 为线圈的内圆直径; D_2 为线圈的外圆直径,均为近似值。其电感量由下式估算:

$$L = N^2 D_2 F \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F42})$$

式中, F 为平面螺旋线圈形状系数,可由表 F7 查出; D_2 为线圈外圆近似直径, (cm)。

单层平面螺旋线圈也可用以下经验公式计算:

$$L = \frac{99 N^2 D_{\text{pj}}^2}{4 D_{\text{pj}} + 10 t} \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F43})$$

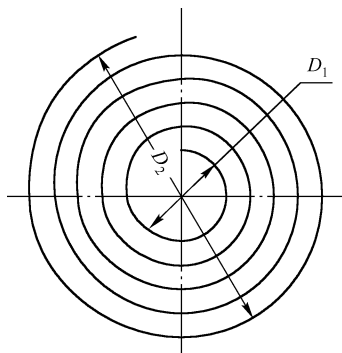


图 F30 平面螺旋线圈

表 F7 平面螺旋线圈形状系数 F

D_1/D_2	0.925	0.90	0.85	0.80	0.70	0.60	0.50	0.40	0.30	0.20	0.10	0.05
F	25.0	23.0	19.8	17.65	14.15	11.55	9.5	7.85	6.45	5.2	4.25	3.85

式中, $D_{\text{pj}} = \frac{D_1 + D_2}{2}$ (cm); $t = \frac{D_2 - D_1}{2}$ (cm)。

【设计举例】 一个平面螺旋线圈,内径为6mm,外径为30mm,电感量为 $1.2\mu\text{H}$,试计算匝数。

解: 由 $D_1/D_2 = \frac{6}{30} = 0.2$, 查表 F7 可得 $F = 5.2$, 由式 (F41) 得

$$N = \sqrt{\frac{L \times 10^3}{F D_2}} = \sqrt{\frac{1.2 \times 10^3}{5.2 \times 3}} \text{ T} \approx 9 \text{ T}$$

附录 F 磁心线圈

电感线圈内加入合适的磁心,能使线圈的电感量明显增加,可使线圈的几何尺寸减小,提高线圈的品质因数,减小固有电容;利用柱状螺旋磁心,可以调节线圈的电感量,以满足电路的性能要求。

一、磁性材料

电感线圈的磁心由各种软磁材料制成,常用的有磁介质和铁氧体两类。当电感线圈的工作频率小于1MHz时,常采用铝硅铁、锰锌铁氧体类磁心;当工作频率大于1MHz时,常采用镍锌铁氧体、羰基铁类磁心。

加入磁心后线圈的电感量为

$$L = L_0 \mu_e \quad (\text{F44})$$

式中, L_0 为空心线圈的电感量; μ_e 为磁心的有效磁导率。由于计算 μ_e 可利用的表格较多, 这里不介绍 μ_e 的计算方法。

二、磁心线圈的计算

1. 高频磁心线圈的计算

实践中常采用磁心常数 K 计算线圈的匝数, 其计算公式为

$$N = K \sqrt{L} \quad (\text{F45})$$

磁心常数 K 一般在磁心规格表中给出它的平均值。由于各种磁心的规格不同, 其 K 值也不相同, 而且在市场中, 商家也很少能提供磁心的各种参数。因此, K 值常用实验方法确定。式 (F45) 中的 L 是加入磁心后线圈的电感量。

确定 K 值的实验方法: 在一个匝数为 N 的标准线圈内加入磁心, 用数字或模拟电感表或 RLC 电桥测出其电感 L_n , 代入下式计算 K 值:

$$K = \frac{N}{\sqrt{L_n}} \quad (\text{单位: } T / \sqrt{\mu H}, \text{即匝} / \sqrt{\mu H}) \quad (\text{F46})$$

为使 K 值更精确, 可采用不同匝数的线圈进行测试, 然后取平均值作为 K 值。

2. 环形磁心线圈的计算

(1) 公式计算

环形磁心在市场上容易买到。环形磁心线圈的结构如图 F31 所示, 其电感量为

$$L = 4\mu_i N^2 \frac{S}{D_3} \times 10^{-3} \quad (\text{单位: } \mu H) \quad (\text{F47})$$

式中, μ_i 为磁环的起始磁导率; S 为磁环的截面积 (圆形截面积 $S = \frac{\pi D_0^2}{4}$, 矩形截面积 $S =$

$ah = \frac{D_2 - D_1}{2} h$) (cm^2); D_3 为磁环有效磁路直径 (cm), $D_3 = \frac{D_2 - D_1}{\ln D_2 / D_1}$ 。

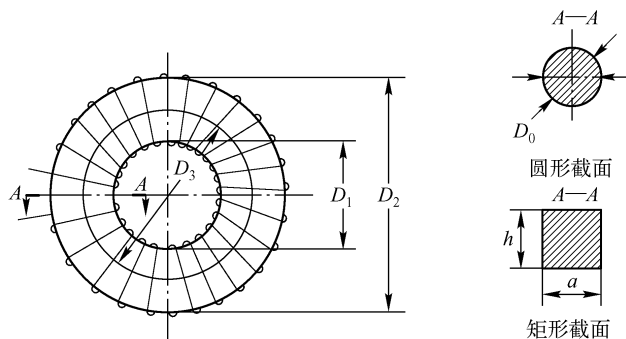


图 F31 环形磁心结构

【设计举例】 材料为 R2H 的 H10 型环形磁心，其结构尺寸为 $D_1 = 6\text{mm}$ ， $D_2 = 10\text{mm}$ ， $h = 5\text{mm}$ ，磁心材料的 $\mu_i = 200$ ，用漆包线在磁环上绕 16 匝，求电感量。

解：

$$S = \frac{D_2 - D_1}{2} h = \frac{1 - 0.6}{2} \times 0.5 \text{cm}^2 = 0.1 \text{cm}^2$$

$$D_3 = \frac{D_2 - D_1}{\ln D_2 / D_1} = \frac{1 - 0.6}{\ln \frac{1}{0.6}} \text{cm} = 7.8 \text{cm}$$

线圈的电感量为

$$L = 4\mu_i N^2 \frac{S}{D_3} \times 10^{-3} = 4 \times 200 \times 16^2 \times \frac{0.1}{0.78} \mu\text{H} \times 10^{-3} \mu\text{H} = 26.3 \mu\text{H}$$

(2) 图解法

环形磁心线圈可用图 F32 进行计算。

【设计举例】 一个环形磁心为 MX-2000，其截面为圆形， $D = 10\text{mm}$ ， $d = 6\text{mm}$ ， $l = 5\text{mm}$ ，需要线圈的电感量为 $L = 203 \mu\text{H}$ ，求线圈的匝数。

解：

$$S = \frac{D - d}{2} h = \frac{1 - 0.6}{2} \times 0.5 \text{cm}^2 = 0.1 \text{cm}^2$$

$$l = \frac{\pi(D + d)}{2} = \frac{\pi(1 + 0.6)}{2} \text{cm} = 2.51 \text{cm}$$

$$\frac{l}{S} = \frac{2.51}{0.1 \text{cm}} = 25.1 \text{cm}^{-1}$$

$$\mu = 2000 \text{H/m}$$

连接 μ 尺的 2000 (A 点) 与 $\frac{l}{S}$ 尺的 25.1 (B 点) 交辅助尺于 C；连接辅助尺的 C 与 L 尺的 203 (D 点)，交 N 尺于 F 点，F 点的读数即为 $N = 460$ 匝。

(3) 经验公式

铁氧体（黑色或深褐色）或铁镍、铁镍钼坡莫合金（棕黄色）等磁环为磁心的电感器广泛应用于开关电源、DC/DC 升压集成电路、电源变换、振荡器等领域。

若需要设计的电感为 L_x ，在磁环上绕 10 匝线圈的电感（已知）为 L_{10} ，则需要的匝数 N 为

$$N = 10 \sqrt{\frac{L_x}{L_{10}}} \quad (\text{F48})$$

例如，外径 $D = 15\text{mm}$ ，内径 $d = 10\text{mm}$ ，高 $h = 5\text{mm}$ 的铁氧体磁心，在其上绕 10 匝的电感量 $L_{10} = 244 \mu\text{H}$ ，现需要 $L_x = 1316 \mu\text{H}$ 的电感，需要的匝数 $N = 10 \sqrt{\frac{1316}{244}} = 232$ 匝，实际取 24 匝。

如需要 $L_x = 72 \mu\text{H}$ ，则匝数 $N = 10 \times \sqrt{\frac{72}{244}} = 5.4$ 匝，实际取 5 匝。

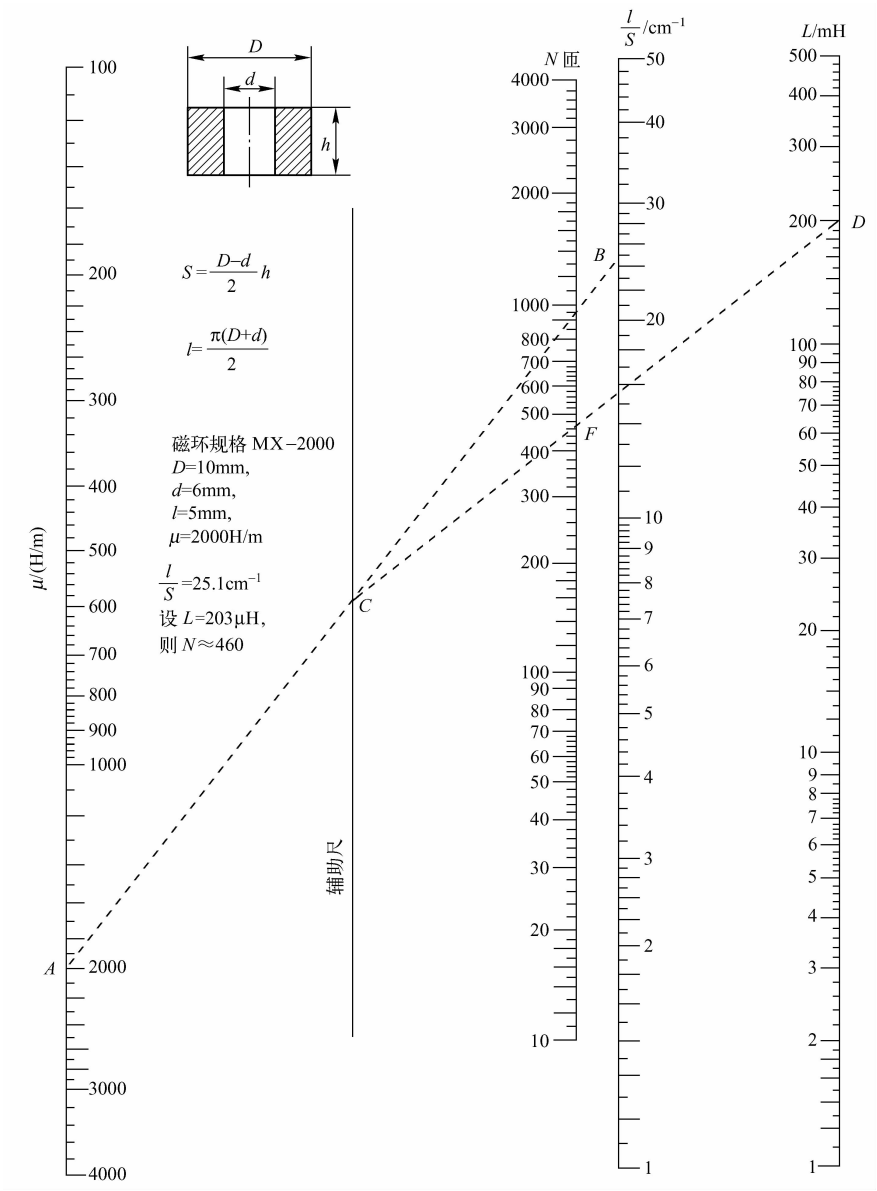


图 F32 环形磁心线圈的计算图表

附录 G 互感线圈

两个线圈相互靠近时，线圈之间存在着互感，两相邻线匝之间也存在着互感，下面给出一些常用互感线圈的计算方法。

一、两个同轴平行放置的线圈互感的计算

对于两个同轴不同心平行放置的线圈，它们之间的互感为

$$M = M_0 \sqrt{r_1 r_2} \quad (\text{F49})$$

式中, M_0 为互感计算系数; r_1 为线圈 1 的半径, 令 $r_1 = \frac{1}{2}D_1$ (见图 F33)。 r_2 为线圈 2 的半径, 令 $r_2 = \frac{1}{2}D_2$ (见图 F33)。 则用两线圈的直径表示时, 式 (F49) 变成

$$M = \frac{1}{2} M_0 \sqrt{D_1 D_2} \times 10^{-3} (\text{单位: } \mu\text{H}) \quad (\text{F50})$$

式中, D_1 为线圈 1 的直径 (cm); D_2 为线圈 2 的直径 (cm)。

互感计算系数 M_0 需根据 b_2/b_1 查表 F8 得出。 b_1 为两线圈绕组的中心线间的最大距离, b_2 为两线圈绕组的中心线间的最小距离, 即

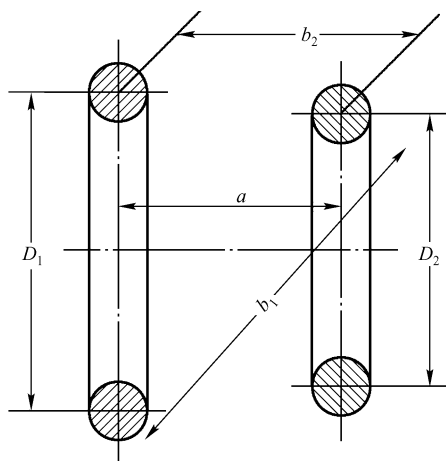


图 F33 两个同轴平行放置的线圈

$$b_1 = \sqrt{a^2 + \left(\frac{D_1 + D_2}{2}\right)^2}, b_2 = \sqrt{a^2 + \left(\frac{D_1 - D_2}{2}\right)^2}$$

式中, a 为通过两线圈绕组截面圆心的两平行面之间的距离 (见图 F33), 假定线圈 1 的直径 D_1 大于线圈 2 的直径 D_2 。

表 F8 两单匝线圈的互感计算系数

b_2/b_1	M_0	b_2/b_1	M_0	b_2/b_1	M_0	b_2/b_1	M_0	b_2/b_1	M_0
0.010	50.16	0.044	31.60	0.19	13.87	0.42	5.514	0.76	1.001
0.012	47.87	0.046	31.05	0.20	13.28	0.44	5.087	0.78	0.863
0.014	45.94	0.048	30.52	0.21	12.73	0.46	4.690	0.80	0.7345
0.016	44.26	0.050	30.01	0.22	12.21	0.48	4.318	0.82	0.6162
0.018	42.78	0.060	27.75	0.23	11.71	0.50	3.969	0.84	0.5076
0.020	41.46	0.070	25.84	0.24	11.24	0.52	3.643	0.86	0.4085
0.022	40.27	0.080	24.20	0.25	10.79	0.54	3.337	0.88	0.3188
0.024	39.18	0.090	22.76	0.26	10.36	0.56	3.050	0.90	0.2386
0.026	38.18	0.10	21.48	0.27	9.958	0.58	2.780	0.91	0.2021
0.028	37.25	0.11	20.32	0.28	9.750	0.60	2.527	0.92	0.1680
0.030	36.39	0.12	19.28	0.29	9.199	0.62	2.290	0.93	0.1364
0.032	35.58	0.13	18.32	0.30	8.894	0.64	2.068	0.94	0.1047
0.034	34.82	0.14	17.43	0.32	8.175	0.66	1.859	0.95	0.08167
0.036	34.11	0.15	16.61	0.34	7.559	0.68	1.664	0.96	0.05756
0.038	33.43	0.16	15.86	0.36	6.989	0.70	1.481	0.97	0.03716
0.040	32.79	0.17	15.15	0.38	6.460	0.72	1.310	0.98	0.02004
0.042	32.13	0.18	14.49	0.40	5.970	0.74	1.150	0.99	0.00703

二、两同轴单层螺旋管线圈之间的互感计算

两个分离的同轴单层螺旋管线圈的互感计算, 可用下式进行:

$$M = \frac{\pi^2}{16} \frac{D_1^2 D_2^2 N_1 N_2}{l_1 l_2} (K_1 k_1 + K_3 k_3 + \cdots) \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F51})$$

其中

$$K_1 = \frac{8}{D_1^2} \left(\frac{X^2}{r_2} - \frac{X_1}{r_1} \right), K_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{X_1}{r_1^5} - \frac{X_2}{r_2^5} \right)$$

$$k_1 = l_2, k_3 = \frac{1}{8} D_2^2 l_2 \left(3 - \frac{4l_2^2}{D_2^2} \right)$$

$$X_1 = a - \frac{l_1}{2}, X_2 = a + \frac{l_1}{2}$$

$$r_1 = \sqrt{X_1^2 + (D_1/2)^2}, r_2 = \sqrt{X_2^2 + (D_1/2)^2}$$

各式中的长度尺寸单位均为 cm, 含义如图 F34 所示。

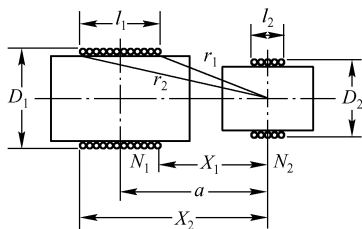


图 F34 两同轴单层螺旋线圈

三、插入式同轴放置的两线圈之间的互感计算

一个螺旋管插入另一个螺旋管同轴放置的两个线圈之间的互感由下式确定:

$$M = \frac{4\pi^2 D_2^2 N_1 N_2}{\sqrt{D_1^2 + l_1^2}} \left[1 + \frac{D_1^2 D_2^2}{(D_1^2 + l_1^2)^2} \left(\frac{3}{8} - \frac{l_2^2}{2D_2^2} \right) \right] \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F52})$$

式中各物理量的含义如图 F35 所示, 所有长度尺寸单位均为 cm。

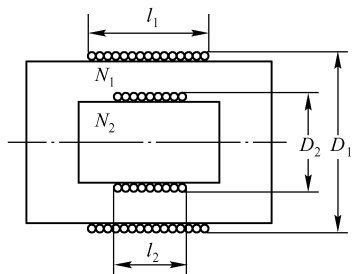


图 F35 插入式同轴放置的两线圈

当两线圈的匝数较少且 $L/D < 0.1$ 时, 两线圈间的互感为

$$M = \frac{1}{2} M_0 N_1 N_2 \sqrt{D_1 D_2} \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F53})$$

式中, M_0 仍然由表 F8 确定, 但 b_1 、 b_2 应按两线圈匝中心计算。

四、平行放置尺寸相同的两线圈间的互感计算

两个线圈尺寸相同并平行放置, 它们之间的互感为

$$M = \frac{0.6 N_1 N_2 D^4}{a^3} \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F54})$$

式中各物理量的含义如图 F36 所示。

利用式 (F50) 可以计算匝数少于 5 匝的线圈电感量, 下面举例说明。

【设计举例】一个间绕线圈如图 F37 所示, 匝数 $N=3$, 骨架直径 $D'=3.9\text{cm}$, 导线直径 $d=1.0\text{mm}$, 匝距 $\lambda=20\text{mm}$, 考虑线匝间的互感, 试计算该线圈的电感量。

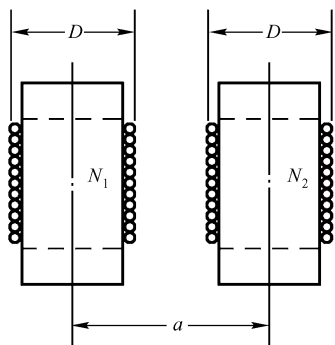


图 F36 平行放置尺寸相同的两线圈

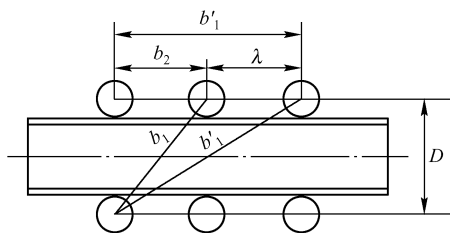


图 F37 少于 5 匝的线圈的计算图例

解: 考虑线匝间的互感, 在 $N < 5$ 时, 线圈的电感量是将各匝线圈视为存在互感的几个独立的单匝线圈的串联, 其电感量为

$$L = N L_1 + 2(N-1) M_1 + 2(N-2) M_2 + \dots \quad (\text{F55})$$

式中, L_1 为单匝线圈的电感量; M_1 为相邻两线匝的互感量; M_2 为相隔一匝时两线圈的互感量。

① 计算单匝线圈的电感量。以导线中心线计算线圈的直径 $D=4\text{cm}$, 周长 $l = \pi D = 3.1416 \times 4\text{cm} = 12.57\text{cm}$ 。

单匝线圈的电感量为

$$L_1 = 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 2.451 \right) \times 10^{-3} \text{ (单位: } \mu\text{H)} \quad (\text{F56})$$

代入数据得

$$L_1 = 2 \times 12.57 \times \left(\ln \frac{4 \times 12.57}{0.1} - 2.451 \right) \times 10^{-3} \mu\text{H} = 0.095 \mu\text{H}$$

② 计算相邻两线匝的互感量。由图 F37 可知, $b_1 = \sqrt{b_2^2 + D^2} = \sqrt{0.2^2 + 4^2} \text{cm} = 4.005\text{cm}$, $b_2 = \lambda = 0.2\text{cm}$ 。

由 $\frac{b_2}{b_1} = \frac{0.2}{4.005} \approx 0.05$, 查表 F8 得 $M_0 = 30.01$, 则互感 $M_2 = \frac{1}{2} M_0 D \times 10^{-3} = \frac{1}{2} \times 30.01 \times 4$

$$\times 10^{-3} \mu\text{H} = 0.06 \mu\text{H}$$

③ 计算相隔一匝时两线匝的互感量。由图 F37 可知

$$b'_1 = \sqrt{(2b_2)^2 + D_2^2} = \sqrt{(2 \times 0.2)^2 + 4^2} \text{ cm} = 4.02 \text{ cm}$$

$$b'_2 = 2b_2 = 2 \times 0.2 \text{ cm} = 0.4 \text{ cm}$$

由 $\frac{b'_2}{b'_1} = \frac{0.4}{4.02} = 0.1$, 查表 F8 得 $M'_0 = 21.48$, 则互感

$$M_2 = \frac{1}{2} M'_0 D \times 10^{-3} = \frac{1}{2} \times 21.48 \times 4 \times 10^{-3} \mu\text{H} = 0.043 \mu\text{H}$$

④ 线圈的电感量为

$$\begin{aligned} M &= NL_1 + (2N - 1)M_1 + 2(N - 2)M_2 \\ &= [3 \times 0.095 + 2 \times (3 - 1) \times 0.06 + 2 \times (3 - 2) \times 0.043] \mu\text{H} \\ &= 0.61 \mu\text{H} \end{aligned}$$

附录 H 各种导体及其组合的电容量

各种形式的导体及其组合都能够形成各种形式的电容器。例如, 金属球、金属圆柱、金属板、金属导线等, 以及它们的适当组合都能形成一定的电容量。在无线电领域, 特别是高频应用、遥控遥测技术中都要考虑导线或布线所形成的电容、分布电容等对频率的影响。本附录根据国内外部分专著整理了 20 多种形式的导体及其组合所形成的电容量的计算方法, 是难得的资料。

一、绝缘球导体的电容量

假定球形导体与其他导体是完全绝缘的, 且相距无限远, 则绝缘球的电容量为

$$C = 4\pi\epsilon R \quad (\text{F57})$$

式中, R 为球的半径 (m); $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}$ 为真空的介电常数, ϵ_r 为球周围介质的相对介电常数, 对于空气 $\epsilon_r = 1$,

空气中绝缘球的电容量为

$$C = \frac{R}{9 \times 10^9} \quad (\text{F58})$$

二、中空导体球的电容量

设中空球的内半径为 R_1 , 外半径为 R_2 , 则中空球导体的电容量为

$$C = \frac{4\pi\epsilon R_1 R_2}{R_2 - R_1} \quad (\text{F59})$$

三、互相分离的两个导体球系统的电容量

两个球导体是分离的且互相绝缘, 则该系统的电容量为

$$C = \frac{4\pi\epsilon R_1 R_2 D}{D(R_1 + R_2) - 2R_1 R_2} \quad (\text{F60})$$

式中, R_1 与 R_2 分别为两球的半径 (m); D 为两球球心间的距离 (m)。

若两球的半径相等, 即 $R_1 = R_2 = R$, 则

$$C = \frac{2\pi\epsilon R D}{D - R} \quad (\text{F61})$$

四、相同电位的两个球导体的电容量

若两个球均带电, 其电位相同, 则该系统的电容量为

$$C = 4\pi\epsilon \left(R_1 + R_2 - \frac{2R_1 R_2}{D} \right) \frac{D^2}{D^2 - R_1 R_2} \quad (\text{F62})$$

式中, R_1 和 R_2 分别为两球的半径 (m); D 为两球球心之间的距离 (m)。

五、紧靠的两个相同球导体的电容量

若两个球导体靠得很近, 则该系统的电容量为

$$C = 2\pi\epsilon R \left(1 + \frac{x}{6R} \right) \left(1.2704 + \frac{1}{2} \ln \frac{R}{x} + \frac{x}{18R} \right) \quad (\text{F63})$$

式中, R 为球的半径 (m); x 为两球表面间的最短距离 (m)。

六、两平行板导体间的电容量

若两平行板导体的面积为 A , 平行板之间的距离为 D , 则系统的电容量为

$$C = \frac{\epsilon A}{D} \quad (\text{F64})$$

七、 N 个平行板导体的电容量

若有 N 个平行板导体, 则系统的电容量为

$$C = \frac{\epsilon(N-1)A}{D} \quad (\text{F65})$$

式中, A 为平行板的面积 (m^2); D 为相邻两极板间的距离 (m)。

八、具有几种不同介质的两平行板导体的电容量

如果两平行板间有几种不同介质, 则系统的电容量为

$$C = \frac{A}{\frac{D_1}{\epsilon_1} + \frac{D_2}{\epsilon_2} + \frac{D_3}{\epsilon_3} + \dots} \quad (\text{F66})$$

式中, A 为极板的面积 (m^2); D_1 、 D_2 、 D_3 ... 为不同介质的厚度 (m); ϵ_1 、 ϵ_2 、 ϵ_3 、... 为不同介质的介电常数。

九、相同长度的两平行圆柱导体的电容量

两个相同的长圆柱导体平行放置时，系统的电容量为

$$C = \frac{\pi \varepsilon l}{\ln \frac{2D-d}{d}} \quad (\text{F67})$$

式中， l 为圆柱的轴长； d 为圆柱的直径； D 为两轴间的最短距离，即同一侧圆柱端面圆心间的距离。

式 (F67) 成立的条件是 $D > d$ 且各圆柱均为绝缘的。

十、相同的两平行长圆柱导体的电容量

式 (F67) 对应的情况中，若 d 不小于 D ，则系统的电容量为

$$C = \frac{\pi \varepsilon l}{\ln \left[\frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d} \right]} \quad (\text{F68})$$

十一、两共轴圆柱导体的电容量

若两个圆柱导体共轴放置，则系统的电容量为

$$C = \frac{2\pi \varepsilon l}{\ln \frac{D}{d}} \quad (\text{F69})$$

式中， l 为圆柱轴的长度； D 为外圆柱内表面的直径； d 为内圆柱外表面的直径。

十二、平行于地面的长直导体的电容量

若一根长直导体平行于地面，则该导体的电容量为

$$C = \frac{\pi \varepsilon l}{\ln \frac{4H-d}{d}} \quad (\text{F70})$$

或

$$C = \frac{2\pi \varepsilon l}{\ln \left[\frac{H}{r} + \sqrt{\left(\frac{H}{r} \right)^2 - 1} \right]} \quad (\text{F71})$$

式中， l 为导体的长度； d 为导体的直径； r 为导体的半径； H 为导体距地面的高度。

当 $r \ll H$ 时，有

$$C = \frac{2\pi \varepsilon l}{\ln \left(\frac{2H}{r} \right)} \quad (\text{F72})$$

十三、平行于地面的平行放置的两根相同导体的电容量

若两根相同的导体平行放置且均平行于地面，则该系统的电容量为

$$C = \frac{\pi \varepsilon l}{\ln \frac{D}{r} \left(\frac{2H}{\sqrt{4H^2 + D^2}} \right)} \quad (\text{F73})$$

式中, l 为导体的长度; r 为导体的半径; D 为两平行导体之间的距离; H 为导体距地面的高度。

显然, 系统的电容是受地面影响的。

十四、不计地面影响时两平行导体之间的电容量

式 (F73) 是考虑地面对系统电容有影响的情况, 系统的电容量和导体距地面的高度有关。

若不考虑地面对两平行导体电容的影响, 则其电容量为

$$C = \frac{\pi \varepsilon l}{\ln \left[\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d} \right)^2 - 1} \right]} \quad (\text{F74})$$

式中, D 为两平行导体之间的距离; d 为导体的直径。

若 $D \gg d$, 则

$$C = \frac{\pi \varepsilon l}{\ln \frac{2D}{d}} \quad (\text{F75})$$

式中, r 为导体的半径。

十五、三相输电线间的电容量 (不计地面影响)

三相输电线如图 F38 所示。若不考虑地面的影响, 三相输电线间的电容量为

$$C = \frac{2\pi \varepsilon l}{\ln \frac{D}{r}} \quad (\text{F76})$$

式中, l 为导线的长度; D 为导线轴线间距离的几何平均值, $D = \sqrt[3]{D_{12}D_{23}D_{31}}$; r 为导线的半径。

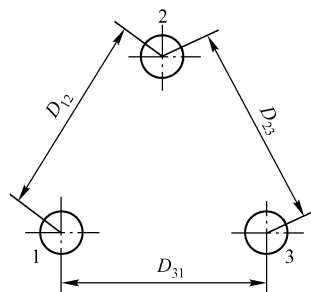


图 F38 三相输电线

十六、薄圆片的电容量

一片薄圆片所具有的电容量为

$$C = 8\varepsilon r \quad (\text{F77})$$

式中, r 为圆片的半径。

式 (F77) 成立的条件是, 圆片的厚度远小于圆片的半径, 且圆片是绝缘的。(薄圆片由金属制成。)

十七、两相同的共轴平行圆片的电容量

若两片相同的圆片平行共轴放置，则该系统的电容量为

$$C = 4\pi\epsilon \left\{ \frac{r^2}{4D} + \frac{r}{4\pi} \left[\ln \frac{16\pi(D+t)r}{D^2} + \frac{t}{D} \ln \frac{D+t}{t} + 1 \right] \right\} \quad (\text{F78})$$

式中， t 为圆片的厚度； r 为圆片的半径； D 为两圆片之间的距离。

式 (F78) 成立的条件是， $t \ll r$ 且 $D \ll r$ 。

十八、单根竖直导线的电容量

若一根与地面垂直的导线（或导体）远离地面和其他导体，则该竖直导线的电容量为

$$C = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln \frac{l}{r}} \quad (\text{F79})$$

式中， l 为导线的长度； r 为导线的半径。

十九、两层螺线管之间的分布电容量

若一个螺线管由两层电感线圈组成，两层线圈之间存在分布电容，其大小为

$$C = \frac{2\pi\epsilon Rl}{3D} \quad (\text{F80})$$

式中， R 为螺线管截面的半径； D 为两层线圈之间的距离； l 为螺线管轴线的长度。

式 (F80) 成立的条件是 $D \ll R$ 。

二十、 N 层螺线管的分布电容量

若一个螺线管由 N 层线圈组成，则系统的分布电容量为

$$C = \frac{4}{3} \left(\frac{N-1}{N} \right)^2 C_0 \quad (\text{F81})$$

式中， C_0 为最里层线圈与最外层线圈之间的电容量。

二十一、短的单层螺线管的分布电容量

一个短的单层螺线管的分布电容量为

$$C \approx 0.88\epsilon l \quad (\text{F82})$$

式中， l 为螺线管上一匝导线的长度。

各种介质的相对介电常数见表 F9。

表 F9 各种介质的相对介电常数

电 介 质	相对介电常数 ϵ_r	电 介 质	相对介电常数 ϵ_r
真空	1	钛酸钡	2500 ~ 4500
空气	1.000586	酒石酸钾钠	200
水	81.5	氧化钛	30 ~ 60
云母	6 ~ 8	变压器油	2.2 ~ 2.4
陶瓷	6 ~ 7	松节油	2.2 ~ 2.3
纸	2 ~ 2.5	汽油	2.3
玻璃	5 ~ 10	石蜡	2.0 ~ 2.5
钠玻璃	5.4 ~ 8	橡胶	2.0 ~ 3.5
石英玻璃	3.5 ~ 4.5	琥珀	2.8
酚醛塑料	4.8	橄榄油	3.1 ~ 3.2
聚乙烯	2.3	硫黄	3.6 ~ 4.2
聚苯乙烯	2.4 ~ 2.7	大理石	8.3
聚氯乙烯	3.4 ~ 3.6	硅	11.8
氧化铍	6.1	锆	16
氧化铝	9.8	铁氧体	13 ~ 16
镁硅酸盐	4.5 ~ 5	金红石	100
砷化镓	13.2	皂石	6.25
硫化铅	161		

附录 I 精密稳压二极管的主要参数

精密稳压二极管广泛用于电子学的各领域，MLL 系列和 IN4700 系列精密稳压二极管的主要参数分别见表 F10 和表 F11。

表 F10 MLL 系列精密稳压二极管的主要参数

型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A	型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A	型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A
MLL746	0.5	3.3	0.02	MLL984	0.5	91	0.0014	MLL4371	0.5	2.7	0.02
MLL747	0.5	3.6	0.02	MLL985	0.5	100	0.0013	NK4372	0.5	3	0.02
MLL748	0.5	3.9	0.02	MLL986	0.5	110	0.0011	MLL4614	0.5	1.8	0.12
MLL749	0.5	4.3	0.02	MLL4099	0.5	6.8	0.035	MLL4615	0.5	2	0.11
MLL750	0.5	4.7	0.02	MLL4100	0.5	6.8	0.035	MLL4616	0.5	2.2	0.1
MLL751	0.5	5.1	0.02	MLL4101	0.5	7.5	0.0318	MLL4617	0.5	2.4	0.095
MLL752	0.5	5.6	0.02	MLL4102	0.5	8.7	0.0274	MLL4618	0.5	2.7	0.09
MLL753	0.5	6.2	0.02	MLL4103	0.5	9.1	0.0262	MLL4619	0.5	3	0.085
MLL754	0.5	6.8	0.02	MLL4104	0.5	10	0.0248	MLL4620	0.5	3.3	0.08

(续表)

型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A	型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A	型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A
MLL755	0.5	7.5	0.02	MLL4105	0.5	11	0.0216	MLL4621	0.5	3.6	0.075
MLL756	0.5	8.2	0.02	MLL4106	0.5	12	0.0204	MLL4622	0.5	3.9	0.07
MLL757	0.5	9.1	0.02	MLL4107	0.5	13	0.019	MLL4623	0.5	4.3	0.065
MLL758	0.5	10	0.02	MLL4108	0.5	14	0.0175	MLL4624	0.5	4.3	0.06
MLL759	0.5	12	0.02	MLL4109	0.5	15	0.0163	MLL4625	0.5	4.7	0.055
MLL957	0.5	6.8	0.0185	MLL4110	0.5	16	0.0154	MLL4626	0.5	5.1	0.05
MLL958	0.5	7.5	0.0165	MLL4111	0.5	17	0.0145	MLL4627	0.5	6.2	0.045
MLL959	0.5	8.2	0.015	MLL4112	0.5	18	0.0132	MLL4628	0.5	1.8	0.12
MLL960	0.5	9.1	0.014	MLL4113	0.5	19	0.0125	MLL4679	0.5	2.0	0.11
MLL961	0.5	10	0.0125	MLL4114	0.5	20	0.0119	MLL4680	0.5	2.2	0.1
MLL962	0.5	11	0.0115	MLL4115	0.5	22	0.0108	MLL4681	0.5	2.4	0.095
MLL963	0.5	12	0.0105	MLL4116	0.5	24	0.0098	MLL4682	0.5	2.7	0.09
MLL964	0.5	13	0.0095	MLL4117	0.5	25	0.0095	MLL4683	0.5	3.0	0.085
MLL965	0.5	15	0.0085	MLL4118	0.5	27	0.0088	MLL4684	0.5	3.3	0.08
MLL966	0.5	16	0.0078	MLL4119	0.5	28	0.0085	MLL4685	0.5	3.6	0.075
MLL967	0.5	18	0.007	MLL4120	0.5	30	0.0079	MLL4686	0.5	3.9	0.07
MLL968	0.5	20	0.0062	MLL4121	0.5	33	0.0072	MLL4687	0.5	4.3	0.065
MLL969	0.5	22	0.0056	MLL4122	0.5	36	0.0066	MLL4688	0.5	4.7	0.06
MLL970	0.5	24	0.0052	MLL4123	0.5	39	0.0061	MLL4689	0.5	5.1	0.055
MLL971	0.5	27	0.0046	MLL4124	0.5	43	0.0055	MLL4690	0.5	5.6	0.05
MLL972	0.5	30	0.0042	MLL4125	0.5	47	0.0051	MLL4691	0.5	6.2	0.045
MLL973	0.5	33	0.0038	MLL4126	0.5	51	0.0046	MLL4692	0.5	6.8	0.036
MLL974	0.5	36	0.0034	MLL4127	0.5	56	0.0042	MLL4693	0.5	7.5	0.0318
MLL975	0.5	39	0.0032	MLL4128	0.5	60	0.0040	MLL4694	0.5	8.2	0.029
MLL976	0.5	43	0.003	MLL4129	0.5	62	0.0038	MLL4695	0.5	8.7	0.0274
MLL977	0.5	47	0.0027	MLL4130	0.5	68	0.0035	MLL4696	0.5	9.1	0.0262
MLL978	0.5	51	0.0025	MLL4131	0.5	75	0.0031	MLL4697	0.5	10	0.0248
MLL979	0.5	56	0.0022	MLL4132	0.5	82	0.0029	MLL4698	0.5	11	0.0216
MLL980	0.5	62	0.0020	MLL4133	0.5	87	0.0027	MLL4699	0.5	12	0.0204
MLL981	0.5	68	0.0016	MLL4134	0.5	91	0.0026	MLL4700	0.5	13	0.019
MLL982	0.5	75	0.0017	MLL4135	0.5	100	0.0023	MLL4701	0.5	14	0.0175
MLL983	0.5	82	0.0015	MLL4370	0.5	2.4	0.02	MLL4702	0.5	15	0.0168
MLL4703	0.5	16	0.0154	MLL4747	0.5	20	0.0125	MLL5237	0.5	8.2	0.02
MLL4704	0.5	17	0.0145	MLL4748	0.5	22	0.0115	MLL5238	0.5	8.7	0.02
MLL4705	0.5	18	0.0132	MLL4749	0.5	24	0.0105	MLL5239	0.5	9.1	0.02
MLL4706	0.5	19	0.0125	MLL4750	0.5	27	0.0095	MLL5240	0.5	10	0.02

(续表)

型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A	型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A	型 号	额定功率 P/W	稳定电压 V_Z/V	稳定电流 I_Z/A
MLL4707	0.5	20	0.0119	MLL4751	0.5	30	0.0085	MLL5241	0.5	11	0.02
MLL4708	0.5	22	0.0108	MLL4752	0.5	33	0.0075	MLL5242	0.5	12	0.02
MLL4709	0.5	24	0.0099	MLL4753	0.5	36	0.0070	MLL5243	0.5	13	0.0095
MLL4710	0.5	25	0.0095	MLL4754	0.5	39	0.0065	MLL5244	0.5	14	0.0090
MLL4711	0.5	27	0.0088	MLL4755	0.5	43	0.0060	MLL5245	0.5	15	0.0085
MLL4712	0.5	28	0.0085	MLL4756	0.5	47	0.0055	MLL5246	0.5	16	0.0078
MLL4713	0.5	30	0.0079	MLL4757	0.5	51	0.0050	MLL5247	0.5	17	0.0074
MLL4714	0.5	33	0.0072	MLL4758	0.5	56	0.0045	MLL5248	0.5	18	0.0070
MLL4715	0.5	36	0.0068	MLL4759	0.5	62	0.0040	MLL5249	0.5	19	0.0066
MLL4716	0.5	39	0.0061	MLL4760	0.5	68	0.0037	MLL5250	0.5	20	0.0062
MLL4717	0.5	43	0.0055	MLL4761	0.5	75	0.0033	MLL5251	0.5	22	0.0056
MLL4728	0.5	3.3	0.0076	MLL4762	0.5	82	0.0030	MLL5252	0.5	24	0.0052

表 F11 IN4700 系列精密稳压二极管主要参数

型 号	额定功率 P/W	稳定电压 U_Z/V
1N4728A	0.5	3.3
1N4729A	0.5	3.6
1N4730A	0.5	3.9
1N4731A	0.5	4.3
1N4732A	0.5	4.7
1N4733A	0.5	5.1
1N4734A	0.5	5.6
1N4735A	0.5	6.2
1N4736A	0.5	6.8
1N4737A	0.5	7.5
1N4738A	0.5	8.2
1N4739A	0.5	9.1
1N4740A	0.5	10
1N4741A	0.5	11
1N4742A	0.5	12
1N4743A	0.5	13
1N4744A	0.5	15
1N4745A	0.5	16
1N4746A	0.5	18
1N4747A	0.5	20
1N4748A	0.5	22
1N4749A	0.5	24

注：1N4700 系列精密稳压二极管基本和 MLL 系列产品相对应，例如，额定功率、稳定电压、稳定电流等主要参数基本相同，表中主要介绍常用稳定电压的部分管子。

参 考 文 献

- [1] 复旦大学物理系. 半导体线路 [M]. 上海: 上海人民出版社, 1973.
- [2] 戴维德 F·斯图特. 运算放大器电路设计手册 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1983.
- [3] G B Clayton. Operational Amplifiers. Butterworth & Co (publishers) Ltd. , 1979.
- [4] 李清泉, 等. 运算放大器及其应用 [M]. 北京: 科学出版社, 1980.
- [5] 沙占友, 等. 单片开关电源最新应用技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [6] 孔有林. 集成运算放大器及其应用 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1980.
- [7] John L Hibum, David E Johnson. Manual of active filter design [M]. New York: McGraw-Hill Book Co. , 1973.
- [8] 刘征宁. 线性放大器应用手册 [M]. 福州: 福建科学技术出版社, 2005.
- [9] J E Fisher, H B Gattand. Electronics-from theory into practice [M]. Copyright© 1976 Pergamon Ltd.
- [10] 无线电爱好者手册 (上) [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1985.
- [11] R F Graf. The Encyclopedia of Electronic Circuits. TAB Book Inc. , 1985.
- [12] R F Graf. The Encyclopedia of Electronic Circuits, Volume II , TAB Book Inc. , 1988.
- [13] R F Graf. The Encyclopedia of Electronic Circuits, Volume III , TAB Book Inc. , 1991.
- [14] E. W Golding, F C Widdis. Electrical measurements and measuring instruments [M]. 5th ed. London: 1963.